



MIEŚIĘCZNIK

RADIO

DLA TECHNIKÓW I AMATORÓW

ROK III

STYCZEŃ-LUTY 1948 R.

NR 1/2

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł

TRZEŚĆ NUMERU:

1. Z kraju i zagranicy.
2. Wzmacniacze mocy akustycznej częstotliwości.
3. Zasady obliczania odbiorników i wzmacniaczy (dalszy ciąg).
4. Obliczanie kondensatora katodowego.
5. Wtórnik katodowy (dokończenie).
6. Systemy i wzorce jednostek elektrycznych.
7. Przegląd schematów.
8. Opory „Standard“.
9. Lampy oscylograficzne.
10. Nomogram Nr. 18.

CZYTAJCIE TYGODNIK

»**RADIO i ŚWIAT**«

R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok III

Styczeń – Luty 1948

Nr 1/2

Z kraju i zagranicy

Konferencja Radiofoniczna w Kopenhadze

Dnia 25 czerwca rozpoczęła się w Kopenhadze Międzynarodowa Konferencja Radiofoniczna strefy europejskiej, zadaniem której jest opracowanie planu rozdziału częstotliwości dla stacji radiofonicznych.

Wiemy dobrze, jaki chaos w tej chwili panuje w eterze, gdzie praktycznie niewiele stacji można odbierać z dobrą jakością.

Zadanie, jakie stoi przed konferencją, jest trudne do rozwiązania ze względu na wielką ilość stacji i na stosunkowo mały zakres częstotliwości stojący do dyspozycji.



Rys. 1.

Jak wiadomo z poprzednich artykułów (Nr. 7/8 i 9 z 1947 r.) na polecenie Konferencji w Atlantic City stworzona została w europejskiej strefie Komisja 8-miu państw z siedzibą w Brukseli, która miała przygotować techniczne podstawy i projekty planu rozdziału częstotliwości.

Opracowane zostały dwa projekty (w drugiej edycji); jeden radziecki prof. Kotelnikowa, który przyjął za podstawę odstęp co 10 kc/s, oraz drugi holenderski prof. Van der Pol'a z odstępem co 9 kc/s — dla fal średnich. W zakresie fal długich oba projekty przewidują rozdział częstotliwości co 9 kc/s.

Jakie były techniczne założenia obu planów?

Ze względu na ograniczoną ilość kanałów, a mianowicie: na falach długich (150 — 285 kc/s) — 15, zaś na średnich (520 — 1600 kc/s), według planu radzieckiego — 109, a holenderskiego — 121, oraz ze względu na dużą ilość stacji, (w tej chwili tylko na zakresie średniofalowym pracuje 281 stacji), tylko część stacji będzie mogła posiadać częstotliwości wyłączone, inne zaś będą pracowały na falach wspólnych.

Zadaniem Konferencji jest opracowanie takiego planu, który by zapewnił każdemu państwu dobry odbiór własnych programów, bez przeszkód ze strony stacji pracujących w sąsiednich kanałach i w kanałach wspólnych.

Jak widzimy zadanie jest naprawdę bardzo trudne.

Na Konferencji, która ma zakończyć się konwencją, biorą udział delegaci 32 krajów w ilości około 250 osób. Obrady odbywają się w królewskim zamku Christiansborg (rys. 1), który jest siedzibą parlamentu i Ministerstwa Spraw Zagranicznych Danii.

Z powodu wielkiej ilości delegatów i trudności językowych, równouprawnione są w dyskusjach i dokumentacjach 3 języki: mianowicie rosyjski, francuski i angielski.

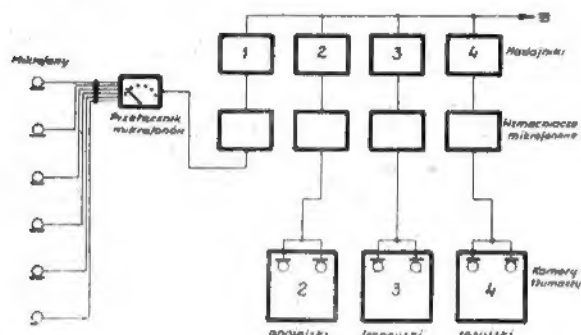
Ze względu na różne problemy wynikające w pracy Konferencji, obrady toczą się w 5-ciu komisjach, w których pracują poszczególni delegaci.

Oczywiście w konferencji bierze udział i delegacja polska, składająca się z prawników i inżynierów pod przewodnictwem Naczelnego Dyrektora Polskiego Radia Wilhelma Billiga.

Równolegle z konferencją radiofoniczną odbywają się również w tym samym miejscu obrady Konferencji Morskiej, mającej za zadanie rozdział częstotliwości dla stacji nadbrzeżnych; również i w tej konferencji bierze udział dodatkowa delegacja polska.

Techników zainteresuje problem równoczesnego tłumaczenia na dwa pozostałe języki. Rozwiązanie jest bardzo pomysłowe: mianowicie

na sali obrad znajduje się zespół 4 nadajników o niedużej mocy, które są modulowane prądami mikrofonowymi danego mówcy oraz tłumaczy. Słuchacze zaopatrzeni są w małe odbiorniki ze słuchawkami i przez odpowiednie ustawienie przełącznika wybierają sobie żadaną falę, a zatem i język. Odbiorniki zawieszane są na pasku, który jest równocześnie anteną. (Szkic urządzenia przedstawia rysunek 2). Przed każdą de-



Rys. 2.

legacją stoi mikrofon, który w czasie przemówienia jest włączony na wzmacniacz mikrofonowy i modulator nadajnika 1. Zatem na fali Nr. 1 odbieramy zawsze przemówienie w języku wybranym przez danego delegata. W trzech kamerach siedzi po dwu tłumaczy, którzy odbierając przemówienie na fali 1 tłumaczą na jeden z dwu pozostałych języków. Tak na przykład z kamery 2 idzie modulacja w języku angielskim, z kamery 3 — we francuskim, z kamery 4 — w rosyjskim. Jak powiedzieliśmy, każdy uczestnik konferencji przez ustawienie przełącznika w odbiorniku na liczbę określoną numerem danej kamery odbiera w słuchawkach przemówienie w żadanym języku.

Rozwiązanie takie jest bardzo wygodne i stosowane jest obecnie na wszystkich międzynarodowych konferencjach.

Nadajniki pracują na częstotliwościach w zakresie około 100 kc/s z różstawieniem co 12,5 kc/s.

W ten sposób stosunkowo prostymi odbiornikami odbiera się bez zakłóceń ze strony nadajników sąsiednich. Zasięg nadajników jest wystarczający do dobrego odbioru w obrębie budynku.

Równolegle z konferencją w Kopenhadze, od stycznia odbywa się w Genewie radiowa konferencja dla rozdziału częstotliwości dla służb poza radiofonią oraz od maja — konferencja radiowa dla lotnictwa; w Sztokholmie natomiast w dniach od 12 do 31 lipca odbywały się obrady konferencji CCIR (Międzynarodowy Radiowy Komitet Doradczy), o wynikach której napiszemy w następnym numerze.

Inż. M. F.

Radiostacja amatorska Narodów Zjednoczonych

W ślad za wielkim rozwojem radioamatorstwa na całym świecie Organizacja Narodów



Zjednoczonych zainstalowała swoją radiostację amatorską K2UN, pracującą z mocą 1 KW na



Radiostacja K2UN, obsługiwana przez amatorów i pracująca na zasadach amatorskich, będzie nadawała wiadomości z Lake Success, siedziby Narodów Zjednoczonych, do amatorów całego świata.

Wzmacniacze mocy częstotliwości akustycznej

W zależności od warunków pracy lamp dzielimy wzmacniacze te na t. zw. klasy, oznaczane literami A, AB, i B.

Klasa „AB“ oznacza zwiększenie amplitudy wzbudzenia na tyle, że w momentach szczytowego sterowania w obwodzie siatki pojawia się już niewielki prąd siatki.

Ze względu na układ i stosowane lampy mamy wzmacniacze symetryczne (przeciwsobne) i niesymetryczne, z triodą, tetrodą lub pentodą mocy. Kolejno omówimy każdy z tych typów.

Wzmacniacz kl. A winien odpowiadać następującym warunkom pracy:

- THE UNITED NATIONS DEPARTMENT OF PUBLIC INFORMATION THE UNITED NATIONS
- THE INTERNATIONAL AMATEUR RADIO UNION
- CERTIFICATE
- George W. Bailey**
- OWNER AND OPERATOR OF AMATEUR RADIO STATION
- W2KH**
- IS HEREBY APPOINTED AS U. N. AMATEUR RADIO AIDE AND IS
- AUTHORIZED TO DISSEMINATE ALL MATERIAL ISSUED BY THE
- DEPARTMENT OF PUBLIC INFORMATION OF THE UNITED NATIONS
- FOR THE UNITED NATIONS
- D. Bailey*
- 1
- FOR THE I.A.R.U.
- 1957 SECRETARY-GENERAL
- 1957 SECRETARY-GENERAL
- Frank Kottner*
- FOR THE UNITED NATIONS DEPARTMENT OF PUBLIC INFORMATION THE UNITED NATIONS

-

Przyjmując powyższe założenia, zajmimy się obliczaniem warunków pracy wzmacniacza mocy kl. A. W tym celu przyjmiemy rodzinę charakterystyk pewnej triody (rys. 1), przedstawioną jako prostolinijną od pkt a. Charakterystyka odpowiadająca napięciu anodowemu U_{a1} posiada punkt a przy potencjale siatki równym zeru. Ponieważ charakterystyki przebiegają równolegle, można przyjąć, że:

$$KF = AB = CD = \frac{U_{a1}}{\mu}$$

gdzie μ — spólc. amplifik. lampy.

$$\text{oraz } 2 V_s = \frac{U_{a0}}{\mu} + \frac{V_s}{\mu} - KF$$

$$\text{a stąd } 2 V_s = \frac{U_{a0}}{\mu} + \frac{V_s}{\mu} - \frac{U_{a1}}{\mu}$$

Ponieważ jednak $V_s = \mu V_a \frac{R_a}{R_a + \rho}$, gdzie R_a — oporność dopasowania obw. anodowego, a ρ — oporn. wewn. lampy, więc

$$2 V_s = \frac{U_{a0} - U_{a1}}{\mu} + V_s \frac{R_a}{R_a + \rho}$$

i stąd

$$V_s = \frac{U_{a0} - U_{a1}}{\mu} \cdot \frac{R_a + \rho}{R_a + 2\rho}$$

Amplituda składowej, zmiennej prądu anodowego będzie równa

$$I_{a1} = \mu \cdot V_s \cdot \frac{1}{R_a + \rho}$$

a podstawiając uprzednio znaną wartość na V_s otrzymamy

$$I_{a1} = \frac{U_{a0} - U_{a1}}{R_a + 2\rho}$$

wartość ta odpowiada maksymalnej amplitudzie napięcia wzbudzenia na siatce.

Aplituda napięcia na oporności R_a obwodu anodowego ma w tych warunkach wartość

$$V_a = I_{a1} \cdot R_a = (U_{a0} - U_{a1}) \cdot \frac{R_a}{R_a + 2\rho}$$

a moc nieznkształcona na wyjściu wzmacniacza

$$P_2 = \frac{I_{a1} \cdot V_a}{2} = \frac{(U_{a0} - U_{a1}) \cdot R_a}{2(R_a + 2\rho)^2}$$

W przypadku gdy $R_a = 2\rho$, moc ta będzie równa:

$$P_2 = \frac{(U_{a0} - U_{a1})^2}{16\rho}$$

stąd wniosek, że lampy dla wzmacniaczy kl. A winny mieć takie charakterystyki, by U_{a1} było jak najmniejsze.

Obliczmy teraz spólczynnik wykorzystania napięcia anodowego ψ .

$$\psi = \frac{V_a}{U_{a0}} = \frac{U_{a0} - U_{a1}}{U_{a0}} \cdot \frac{R_a}{R_a + 2\rho}$$

a gdy $R_a = 2\rho$, wówczas

$$\psi = \frac{1}{3} - \frac{U_{a1}}{2U_{a0}}$$

Widać stąd, że ψ posiada na ogół wartość mniejszą od połowy. Znajac ψ łatwo już obliczymy moc strat anodowych oraz sprawność lampy.

$$\text{Moc strat } P_0 = I_{a0} U_{a0} - \frac{1}{2} I_{a1} \cdot V_a$$

Z rys. określamy

$$I_{a1} = I_{a0} - I'_a$$

więc

$$I_{a0} = I_{a1} + I'_a$$

zatem

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} - \frac{1}{2} (I_{a0} - I'_a) V_a =$$

$$= P_1 \left[1 - \left(1 - \frac{I'_a}{I_{a0}} \right) \cdot \frac{\psi}{1} \right]$$

Sprawność lampy

$$\eta = \frac{I_{a1} \cdot V_a}{2 I_{a0} \cdot U_{a0}} = \frac{\psi}{2} \cdot \frac{I_{a1}}{I_{a0}}$$

Ponieważ $I_{a1} = I_{a0} - I'_a$ więc

$$\eta = \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{I'_a}{I_{a0}} \right)$$

zakład., że $\psi = \frac{1}{3} - \frac{U_{a1}}{2U_{a0}}$, otrzymamy:

$$\eta = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{I'_a}{I_{a0}} \right) \left(1 - \frac{U_{a1}}{U_{a0}} \right);$$

Ponieważ początkowy punkt pracy lampy P. dobieramy tak, aby przy danym stałym napięciu anodowym U_{a0} nie przekroczyć mocy admissyjnej lampy, moc wyjściową możemy zwiększyć jedynie przez zwiększenie sprawności lampy. Sprawność większą otrzymamy, powiększając R_a a zatem i stosunek $\frac{R_a}{\rho} = \alpha$, przy równoczesnej zmianie wartości U_{a0} w granicach dopuszczalnych dla lampy.

albo

$$2 I_{a1} V_a = \frac{4 I_{a1} V_a}{2} = 4 P_2$$

zatem jest ona proporcjonalna do mocy wyjściowej wzmacniacza.

Jeżeli więc chcemy otrzymać ze wzmacniacza maksymalną moc, musimy tak poprowadzić charakterystykę roboczą AC, by powierzchnia ADC była największa. Następnie wyznaczamy I_{a1} i V_a oraz R_a .

Natomiast o ile wypadnie nam przeliczyć wzmacniacz dla danej z góry wartości R_a , to obojętne są dowolne wartości I_{a1} i V_a , lecz takie, by $R_a = \frac{V_a}{I_{a1}}$. Następnie tworzymy trójkąt prostokątny XOY, którego bok YO = I_{a1} , a OX = V_a . Teraz przez punkt B prowadzimy równoległą do XY i w ten sposób mamy charakterystykę roboczą AC, z której obliczamy $I_{a1} = AK = KD$ i $V_a = DP = PC$.

Ze względu na dolne zakrzywienie charakterystyk lampy następuje zniekształcenie kształtu krzywej napięcia zmiennego w obwodzie anodowym. Miarą tego zniekształcenia amplitudy jest stosunek wytworzonych przez nie harmonicznych do amplitudy podstawowej i wyraża się t. zw. współczynnikiem chrypienia. Dla dobrych wzmacniaczy radiofonicznych dopuszczalna wartość tego współczynnika nie powinna być większa od 0,05 (5%), i oblicza go się ze wzoru:

$$K(\%) = \left[\frac{\left(\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) - I_{a0}}{I_{\max} - I_{\min}} \right] \cdot 100$$

W naszym przykładzie z lampą AD1 mamy

$$K = \left[\frac{\left(\frac{0,1 + 0,01}{2} \right) - 0,05}{0,1 - 0,01} \right] 100 = 5,5\%$$

Wzmocnienie napięciowe lampy wyraża się stosunkiem napięcia wyjściowego do wejściowego:

$$w = S \frac{R_a \cdot \rho}{R_a + \rho}$$

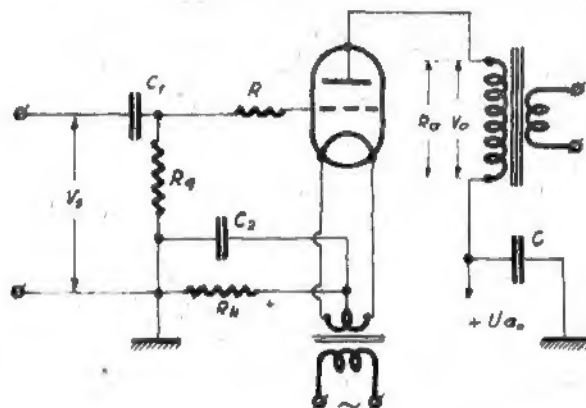
gdzie S — nachyl. charakter. lampy (Amp/V)

w naszym przykładzie: $S = 6 \text{ mA/V}$, więc

$$w = 0,006 \cdot \frac{4550 \cdot 900}{4550 + 900} = 3,6$$

Amplitudę napięcia wzbudzenia oblicza się dla t. zw. „normalnej” mocy wyjściowej, wynoszącej 50 mW, oraz dla obliczonej maksym. mocy otrzymywanej ze wzmacniacza. W tym celu

przede wszystkim obliczamy napięcie zmienne dla mocy $P_2 = 50 \text{ mW}$ powstające na oporności R_a , t. j. na uzwojeniu pierwotnym transformatora wyjściowego (rys. 3).



Rys. 3.

$$V_a = \sqrt{P_2 \cdot R_a} = \sqrt{0,05 \cdot 4550} = \text{ok. } 15,2 \text{ V}$$

Aby to napięcie uzyskać, należy do siatki lampy doprowadzić napięcie o amplitudzie

$$V_s = \frac{15,2}{3,6} = \text{ok. } 4,2 \text{ wolta}$$

Dla pełnej mocy wzmacniacza napięcie V_a będzie miało wartość

$$V_a = \sqrt{4,6 \cdot 4550} = \text{ok. } 164 \text{ woltów}$$

zaś

$$V_s = \frac{164}{3,6} = \text{ok. } 45,5 \text{ wolta}$$

Ponieważ jednak przy pełnym wystawianiu nachylenie charakterystyki lampy zmniejsza się, trzeba obliczoną wartość V_a powiększyć o ok. 20%.

Ujemne napięcie siatki U_{s0} uzyskuje się w praktyce jako spadek napięcia na oporze, włączonym między katodę lampy a „masę”, przez który płynie prąd anodowy lampy. Uzyskuje się dzięki temu całkowite uzależnienie ujemnego napięcia siatkowego lampy od jej warunków pracy.

Prąd anodowy lampy, płynący przez opór R_K (rys. 3), powoduje spadek napięcia o takim kierunku, że katoda ma potencjał dodatni względem „masy”, równy temu spadkowi napięcia. Jak obliczyliśmy, prąd anodowy $I_{a0} = 0,05 \text{ Amp.}$ a żądane ujemne napięcie siatki $U_{s0} = -60 \text{ V}$, zatem opór R_K winien mieć wartość

$$R_K = \frac{60}{0,05} = 1200 \text{ omów.}$$

Na oporze tym wydziela się pewna moc, równa

$$P_k = V_s \cdot I_s = \text{ok. } 50 \cdot 0,05 = 2,5 \text{ W.}$$

Przyjmując rezerwę 50%, należy zastosować opór o obciążalności co najmniej 3,5—3,8 wata.

Kondensator C_2 posiada następujące znaczenie. Jak wiemy, zmienne napięcia częstotliwości akustycznej rozkładają się w przypadku braku tego kondensatora na opór R_k i oporność pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego m. w. proporcjonalnie do wielkości ich oporów. W naszym przykładzie $R_k = 1200 \Omega$, a $R_s = 4550 \Omega$, zatem napięcie zmienne powstające na R_s będzie rzędu

$$x = \frac{1200}{4550} = 0,27$$

czyli 27% wartości napięcia V_s . Ponieważ napięcie to ma znak przeciwny w stosunku do napięcia sterującego, powstaje więc zmniejszenie chwilowego napięcia między siatką a katodą, co prowadzi do zmniejszenia wzmocnienia lampy, na skutek ujemnego sprzężenia zwrotnego. Prowadzi to równocześnie do zmniejszenia sp. chrypienia, ale również i do zmniejszenia czułości wzmacniacza w stosunku

$$\epsilon = \frac{1}{1 + x \cdot w} = \frac{1}{1 + 0,27 \cdot 3,6} = 1/3$$

a zatem w naszym przykładzie dwukrotnie.

Stosując kondensator C_2 unikamy tych zjawisk. Należy tylko zachować minimalną wartość pojemności tego kondensatora, dla przenoszonego pasma częstotliwości.

$$C_2 = \frac{W}{\pi \cdot f \cdot R_s} \text{ (faradów)}$$

przy czym f = najniższej przenoszonej częstotliwości.

Przyjmując w naszym przykładzie $f = 50$ okr./sek., mamy:

$$C_2 = \frac{3,6}{3,14 \cdot 50 \cdot 4550} = 0,000005 \text{ F (= } 5 \mu\text{F)}.$$

Wartość pojemności kondensatora siatkowego C_1 obliczamy ze wzoru podobnego

$$C_1 = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot R_g}$$

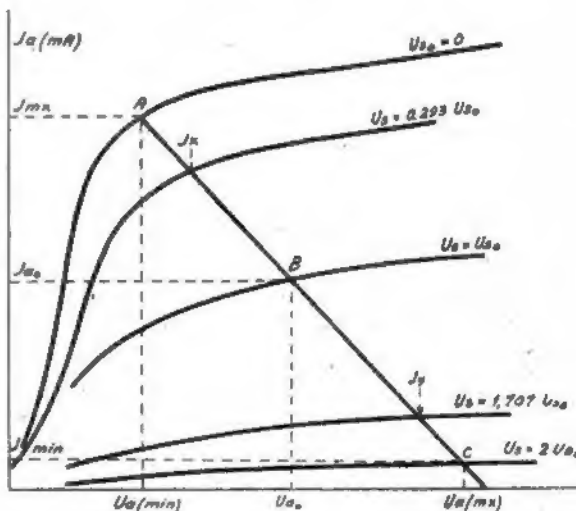
Przy oporze upływowym siatki $R_g = 0,5 \text{ Mg}$, wartość C_1 będzie

$$\frac{1}{3,14 \cdot 50 \cdot 0,5} = 0,00000012 \text{ F (12000 pF)}$$

Dobra praca wzmacniacza zależy w dużym stopniu od transformatorów w nim stosowanych. Zagadnienie obliczania transformatorów było już poruszane na łamach „Radia” i dlatego rozpatrywać go nie będę.

Wzmacniacz z pentodą.

Nim omówimy pracę pentody w charakterze wzmacniacza mocy, parę słów poświęcę b. popularnej obecnie lampie amerykańskiej typu „6L6”. Jest to tetroda „strumieniowa”, nie mająca swego odpowiednika wśród lamp europejskich. Została ona zbudowana specjalnie do stosowania we wzmacniaczach mocy akustycznej częstotliwości o b. małym procencie zniekształceń. Lampy te nie mają siatki chwytnej, działanie ich jednak jest b. podobne do pentod, dzięki specjalnemu rozkładowi pola wewnątrz lampy, otrzymanemu przy pomocy dwóch elektrod o działaniu zbiorczym, a połączonych wewnątrz lampy z katodą. Charakterystyka lampy odbiega w swych dolnych częściach od prostej i predystynuje te lampy do pracy w układach przeciwnobnych. Jedna lampa w kl. A **pracuje wręcz źle**, i przy prawidłowymysterowaniu daje zniekształcenie dochodzące do 15%! Prąd anodowy nie pozwala się przy tym utrzymać na stałej wartości, lecz waha się o ok. 10%, ze względu na przebieg charakterystyki lampy.



Rys. 4.

Typowy wykres charakterystyk pentody przedstawia rys. 4. Jeżeli napięcie anodowe lampy wynosi U_{a0} , a moc admissyjna P_0 watów, wówczas prąd anodowy ma wartość

$$I_{a0} = \frac{P_0}{U_{a0}}$$

Na wykresie punkt P odpowiadający wartościom U_{a0} i I_{a0} leży na krzywej ujemnego napięcia siatki U_{s0} . Z pktu „A”, leżącego na krzywej $U_{s0} = 0$, (dla $I_a = 2 I_{a0}$) prowadzimy prostą, przechodzącą przez punkt P, aż do przecięcia się z osią odciętych ($I_a = 0$). W idealnych warunkach odcinek AP winien być równy PC, co oznacza brak zniekształceń.

Najkorzystniejszy opór obciążenia, będzie równy

$$R_a = \frac{U_{max} - U_{min}}{I_{max} - I_{min}}$$

Dla określenia mocy wyjściowej, znajdziemy uprzednio współrzędne punktów przecięcia się prostej AC z charakterystykami $U_{s0} = 0,293 U_{s0}$ i $U_{s0}'' = 1,707 U_{s0}$. (Punkty I_x i I_y).

Teraz moc tę obliczymy ze wzoru:

$$P_2 = \frac{[I_{max} - I_{min} - 1,4 (I_x - I_y)]^2 \cdot R_a}{32}$$

Pentody na ogół wprowadzają zniekształcenia nieparzystych harmoniczných, dlatego obliczymy procentową zawartość 2-ej i 3-ej harm., oraz ich sumę.

$$\% \text{ 2-ej harm.} = \frac{(I_{max} + I_{min} - 2 I_{a0}) \cdot 100}{I_{max} - I_{min} + 1,4 (I_x - I_y)} = a$$

$$\% \text{ 3-ej harm.} = \frac{[I_{max} - I_{min} - 1,4 (I_x - I_y)] \cdot 100}{I_{max} - I_{min} + 1,4 (I_x - I_y)} = b.$$

całkowite zniekształcenie

$$K = \sqrt{a^2 + b^2}$$

Pozostałe obliczenia są analogiczne jak dla triody.

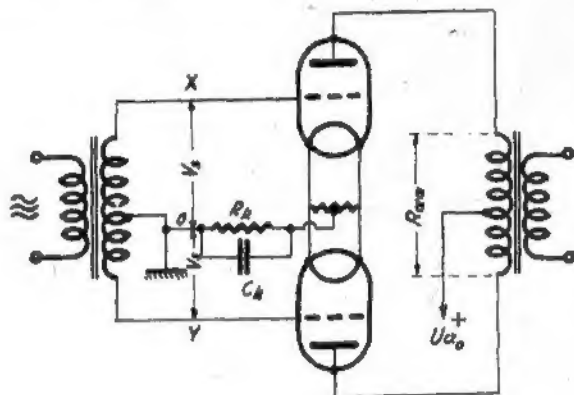
Wzmacniacz przeciwobny kl. A i AB.

Wzmacniacz przeciwobny został opracowany celem otrzymania stosunkowo dużych mocy wyjściowych, przy małych zniekształceniach, oraz przy stosowaniu lamp o niewielkich mocach admissyjnych. Typowy układ takiego wzmacniacza przedstawia rys. 5. Stanowi on pewien kompromis pomiędzy zwykłym wzmacniaczem kl. A, a klasą B.

Dla uzyskania dużej mocy wyjściowej stosuje się oporność obciążenia pomiędzy anodami niewiele większą od podwójnej oporności wewnętrznej każdej z lamp, co nadto prowadzi do zmniejszenia zniekształceń. Wydajność układu wzrasta dzięki obniżeniu punktu pracy lamp na charakterystyce $I_a U_a$. Zwiększa to zawartość procentową drugiej harmoniczných, ale przez dokładne zrównoważenie elektryczne obu połówek uzwojenia pierwotnego transformatora

wyjściowego, zniekształcenia drugiej harmoniczných znoszą się.

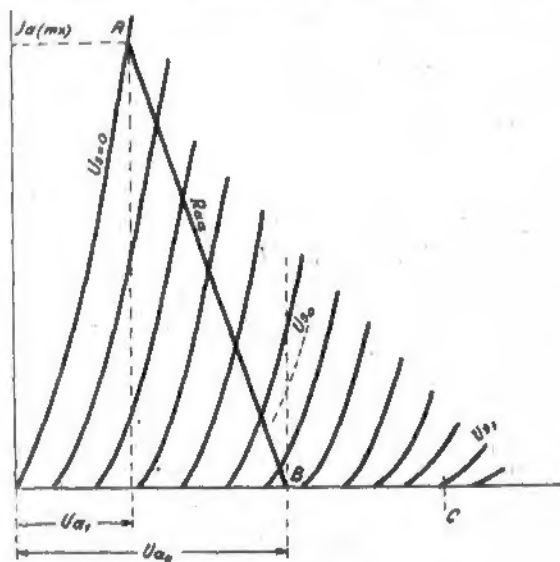
Z chwilą gdy wzmacniacz jest pobudzany, to pomiędzy punktami XY istnieje napięcie zmienne, przy czym amplitudy napięć XO i OY są równe, lecz przeciwnie skierowane, ponieważ



Rys. 5.

napięcia na siatkach lamp są także równe, lecz przesunięte w fazie o 180° .

Jeżeli na siatkach nie ma napięcia zmiennego, wówczas w obwodzie anodowym lamp wzmacniacza płynie jedynie składowa stała. Przy zupełnej symetrii układu, prądy anodowe obu lamp są równe, lecz płyną w uzwojeniu transformatora w taki sposób, że wytwarzany przez nie strumień magnetyczny w rdzeniu znosi się.



Rys. 6.

Gdy na siatkach lamp pojawi się napięcie sterujące, to składowe zmienne prądu anodowego obu lamp są równe, lecz przesunięte w fazie o 180° , i w uzwojeniu pierwotnym transformatora dają taki efekt, jak gdyby płynął w nim prąd zmienny o amplitudzie równej amplitudzie prądu w jednej połowie.

Najprostsze obliczenie warunków pracy wzmacniacza sprowadza się do wyznaczenia z wykresu charakterystyk lampy oporności obciążenia oraz odpowiednich wartości prądów i napięć.

W tym celu z punktu $U_{a1} = 0,6 U_{a0}$ (rys. 6) prowadzimy prostą do przecięcia się z krzywą $U_a = 0$. Punkt przecięcia A odpowiada wartości $I_a = I_{a \max}$. Z punktu A kreślimy prostą do przecięcia się w pktcie B z wartością napięcia anodowego U_{a0} lampy. Prosta AB jest linią oporności obciążenia lampy. Wartość tej oporności dla obu lamp (od anody do anody) obliczymy ze wzoru:

$$R_{a0} = \frac{1,6 \cdot U_{a0}}{I_{a \max}}$$

zaś moc wyjściową wzmacniacza (przy pełn. wystawie):

$$P_2 = \frac{I_{a \max} \cdot U_{a0}}{5}$$

Celem znalezienia ujemnego napięcia siatki lampy mnożymy wartość np. anod. U_{a0} przez stałą $C = 1,4$ i z wykresu charakterystyk lampy odczytujemy, jaka krzywa ujemnego napięcia siatki U_{a0} przechodzi przez punkt $C = 1,4 U_{a0}$. Połowa tak znalezionej wartości U_{a1} będzie szukaną wartością ujemnego napięcia siatkowego.

Wielkość V_a i R_k obliczamy podobnie jak dla wzmacniacza z jedną lampą, przy czym odnoszą się one do każdej lampy osobno.

Wzmacniacz kl. B.

Jak już wiemy, moc wyjściowa wzmacniacza zależy m. in. od amplitudy napięcia sterującego. Jeżeli zatem $V_a \sim U_{a0}$, to wchodzimy w zakres chwilowych dodatnich napięć siatki, co pociąga za sobą wzrost spółcz. chrypienia, oraz pojawienie się prądu siatki. Dając odpowiednie warunki pracy lampie i stosując układ przeciwsoobny, można otrzymać dużą moc i sprawność wzmacniacza, przy niskim procencie zniekształceń.

Tego rodzaju wzmacniacze pracują w kl. B i stosowane są jako modulatory nadajników, oraz do zasilania dużych głośników, wreszcie jako wzmacniacze na radiowęzłach obsługujących dużą ilość głośników.

Do pracy we wzmacniaczach kl. B skonstruowane zostały specjalne lampy o takich charakterystykach, które przebiegają w większej części w zakresie dodatnich napięć siatki, zatem punkt pracy lampy w kl. B będzie leżał w pobliżu, lub dokładnie w miejscu gdzie $U_{a0} = 0$. Oczywiście inne, „normalne” lampy mogą być również stosowane.

W dalszym ciągu omawiając warunki pracy wzmacniacza, będę nazywał pierwszy typ lamp — lampami o „prawych” charakterystykach,

ponieważ przebiegają one na prawo od osi I, zaś lampy „normalne” — lampami o „lewych” charakterystykach.

Wzmacniacze kl. B budowane są wyłącznie w układzie przeciwsoobnym, zawierają więc duże lampy mocy.

Moc wyjściowa jaką można otrzymać ze wzmacniacza, w którym zastosowano lampy o mocy admysyjnej P_a przy dopuszczalnych zniekształceniach, jest równa

$$P_2 \approx 3 P_a.$$

Dla lamp o „lewych” charakterystykach ujemne napięcie siatki winno mieć wartość:

$$U_{a0} = - \frac{U_{a0}}{\mu}$$

Aby nie dopuścić do powstawania zniekształceń powodowanych dolnym i górnym zakrzywieniem charakterystyki lampy, należy tak dobrać amplitudę napięcia sterującego, aby stosunek chwilowego najniższego napięcia anodowego $V_{a(\min)}$ do maksymalnej wartości chwilowego napięcia na siatce lampy $V_{s(\max)}$ był większy lub co najmniej równy pięciu.

$$\frac{V_{a(\min)}}{V_{s(\max)}} \geq 5.$$

Z drugiej strony należy dobrać takie lampy, dla których szczytowa wartość prądu anodowego $I_{a(\max)} < 0,6 \cdot I_{nas}$.

Spółczynnik wykorzystania napięcia anodowego ψ nie powinien być większy od 0,7.

Przy takich założeniach składowa zmienna prądu anodowego ma wartość

$$I_{a1} = 0,5 \cdot I_{a(\max)},$$

albo, jeżeli moc oddawana przez każdą lampę jest P_m , a amplituda napięcia na połówce pierw. uzwojenia transf. wyjściowego — V_a , wówczas

$$I_{a1} = \frac{2 P_m}{V_a} \quad \text{zaś } V_a = \psi \cdot U_{a0}.$$

Składowa stała prądu anodowego, dla każdej lampy

$$I_{a0} = 0,32 \cdot I_{a(\max)}.$$

Moc pobierana przez obie lampy

$$P_1 = 2 U_{a0} \cdot I_{a0}$$

zaś straty w anodzie każdej lampy

$$P_0 = \frac{P_1}{2} - P_m.$$

(D. c. n.)

Zasady obliczania odbiorników i wzmacniaczy

(Dalej ciąg)

Przy doborze wartości cewki antenowej musimy wyjść również jak i przy sprzężeniu pojemnościowym z dopuszczalnego rozstrojenia obwodu. Mianowicie na skutek sprzężenia indukcyjnego z anteną zmienia się wypadkowa indukcyjność cewki obwodu L , która teraz wynosi

$$L' = L \left(1 - k^2 \frac{f^2}{f^2 - f_a^2} \right)$$

gdzie L = indukcyjność cewki obwodu L' = indukcyjność wypadkowa obwodu $k = \frac{M}{\sqrt{L \cdot L_a}}$ — sp. sprzężenia między cewkami f = częstotliwość odbierana f_a = częstotliwość rezonansowa obwodu antenowego.

Dla częstotliwości wyższych zakresu odbieranego $f \gg f_a$ i wtedy wypadkowa indukcyjność obwodu

$$L_o' = L(1 - k^2)$$

Jak widzimy, zależnie od odbieranej częstotliwości zmienia się wartość indukcyjności cewki obwodu strojonego. Jeżeli odbiornik posiada jeszcze inne obwody o stałych indukcyjnościach razem zestrojone, to jasne jest, że obwód pierwszy będzie rozstrajał się ze zmianą częstotliwości odbieranej w stosunku do obwodów pozostałych. Rozstrojenie to w pierwszym rzędzie osłabi odbiór. Oznaczając względną zmianę indukcyjną cewki obwodu przez

$$\Delta L' = L_o' - L'$$

otrzymamy że

$$\frac{\Delta L'}{L_o'} \cong k^2 \frac{f_a^2}{f^2 - f_a^2}$$

Jeżeli dopuścimy osłabienie odbioru o 30%, wtedy dopuszczalna zmiana indukcyjności wynosi

$$\frac{\Delta L'}{L_o'} = \frac{1}{Q}$$

i otrzymamy ostateczny wzór

$$k = \sqrt{\frac{f^2}{f_a^2} - 1}$$

Jest to największy dopuszczalny współczynnik sprzężenia, przy którym siła odbioru spada o około 3 db. Ponieważ sprzężenie wypada najmniejsze wtedy, gdy iloraz zbliża się do jedności, podstawiamy za f najmniejszą częstotliwość odbieraną (np. w zakresie fal średnich 500 kc/s), zaś za f_a najwyższą częstotliwość rezonansową obwodu antenowego, która wystąpi przy najmniejszej pojemności anteny.

Podobnie można wyprowadzić wzór dla sprzężenia niskoindukcyjnego, który przedstawia się następująco:

$$k = \sqrt{\frac{f_a^2}{f^2} \left(\frac{f_a^2}{f^2} - 1 \right)}$$

W tym wypadku za f_a należy przyjąć najniższą częstotliwość (największą pojemność anteny) zaś za f — największą częstotliwość odbieraną.

Spółczynnik przeniesienia dla obu rodzajów sprzężeń

$$K_a = \frac{U_s}{U_a} = \frac{M}{L_a} Q \frac{\left(\frac{f}{f_a} \right)^2}{\left| \left(\frac{f}{f_a} \right)^2 - 1 \right|}$$

albo

$$K_a = \frac{M}{L_a} Q \frac{1}{\left| 1 - \frac{f_a^2}{f^2} \right|}$$

Dla $f \gg f_a$ przy sprzężeniu wysokoindukcyjnym

$$K_a \cong \frac{M}{L_a} \cdot Q$$

czyli jak widzimy jest prawie niezależny od częstotliwości, zaś dla sprzężenia niskoindukcyjnego, gdy

$$f_a \gg f, K_a \cong \frac{M}{L_a} Q \left(\frac{f}{f_a} \right)^2$$

Przy praktycznym projektowaniu wybieramy częstotliwość rezonansową obwodu antenowego (f_a) i obliczamy współczynnik sprzężenia k , następnie z danych f_a pojemności anteny C_a obliczamy indukcyjność cewki antenowej, w końcu obliczamy względnie ustalamy pomiarem indukcyjność wzajemną M .

Dla wyrównania charakterystyki spólczynika przeniesienia na falach krótszych przy sprzężeniu wysokoindukcyjnym, stosuje się dodatkowe sprzężenie pojemnościowe pomiędzy anteną a pierwszą cewką obwodu. Pojemność ta jest zwykle bardzo mała (2 ÷ 3pF).

3.3.0. Pokrycie zakresu odbieranych częstotliwości.

W zwykle spotykanych odbiornikach, stosowane są cewki stałe i zmienne kondensatory obrotowe. Częstotliwości zasadnicze obwodu określa wzór

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

Zatem częstotliwość odbierana zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do pierwiastka z pojemności; stąd jeśli odbiornik ma odbierać częstotliwości zawarte w zakresie od f_{min} do f_{max} np. na falach średnich od 500 — 1500, czyli w stosunku 1 : 3, pojemność obwodu powinna zmieniać się w kwadracie tego stosunku, czyli jak 1 : 9.

Pojemność obwodu składa się z pojemności kondensatora obrotowego, pojemności własnej cewek, pojemności wejściowej lampy i połączeń.

Oprócz tego dla wyrównania obwodu stosuje się dodatkowe kondensatorki o pojemności do 30 pF zwane popularnie trimerami. Przy projektowaniu obwodu mamy podany zwykle zakres częstotliwości, oraz pojemność początkową i końcową kondensatora obrotowego. Musimy określić spólczynnik indukcyjności obwodu oraz ewentualnie dodatkowe pojemności.

Jeżeli przez f_{min} i f_{max} oznaczymy skrajne częstotliwości zakresu, zaś przez C_{min} i C_{max} początkową i końcową pojemność kondensatora obrotowego i przez C_0 całkowitą pojemność dodatkową, otrzymamy wtedy dwa równania

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot (C_{max} + C_0)}}$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot (C_{min} + C_0)}}$$

Z równań tych obliczymy pojemność początkową.

$$C_0 = \frac{C_{max} - \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 \cdot C_{min}}{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 - 1} \dots \text{pF} \quad (3)$$

oraz potrzebną indukcyjność obwodu

$$L = \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 - 1}{(C_{max} - C_{min}) \cdot f_{max}^2}$$

$$L = 25400 \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 - 1}{(C_{max} - C_{min}) \cdot f_{max}^2}$$

$$L = \mu H \quad C = pF \quad f = Mc/s$$

dla zobrazowania tych wzorów przeliczymy obwody dla dwuobwodowego odbiornika

Zakres fal średnich $f_{max} = 1500 \text{ Mc/s}$ (200 m)

$f_{min} = 0,5 \text{ Mc/s}$ (600 m)

pojemność anteny $C_{amin} = 100 \text{ pF}$

$C_{amax} = 500 \text{ pF}$

kondensator obrotowy $C_{min} = 15 \text{ pF}$

$C_{max} = 450 \text{ pF}$

Obliczyć wartości elektryczne obwodów i cewek antenowych dla sprzężenia wysokoindukcyjnego i niskoindukcyjnego.

1. Obliczamy pojemność początkową obwodów.

$$C_0 = \frac{450 - \left(\frac{1,5}{0,5}\right)^2 \cdot 15}{\left(\frac{1,5}{0,5}\right)^2 - 1} = 39,5 \text{ pF}$$

Jeżeli teraz przyjmiemy, że pojemność wyjściowa lampy, własna pojemność cewki i montażu wynosi około 20 pF, do kondensatorów obrotowych należy dodać trimer o pojemności około 20 pF. Oczywiście w praktyce dajemy trimer 30 pF i dokładną jego wartość ustalamy przy strojeniu.

2. Indukcyjność obwodów

$$L = 25400 \frac{\left(\frac{1,5}{0,5}\right)^2 - 1}{(450 - 15) \cdot 1,5^2} = 217 \mu H$$

3. Obwód antenowy.

SKALE do radiodobiorników różnych typów poleca

„Kopioteknika” Poznań

Wł W. Ruszkiewicz, ul Wierzbicice 18. Tel. 19-55

Na prowincję wysyłamy pocztą. Przy zamówieniach podać nazwę i typ aparatu oraz wymiar skali

a. sprzężenie wysokoindukcyjne.

Obieramy częstotliwość rezonansową obwodu antenowego np.

$$f_a = 0,7 \cdot f_{\min} = 0,7 \cdot 0,5 = 0,35 \text{ Mc/s;}$$

zakładamy Q obwodu = 100 (wartości praktyczne) i obliczamy

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{0,5}{0,35}\right)^2 - 1}{100}} \cong 0,1$$

Indukcyjność cewki antenowej

$$L_a = \frac{25400}{C_a \cdot f_a^2} = \frac{25400}{400 \cdot 0,35^2} = 2080 \text{ } \mu\text{H}$$

wobec tego współczynnik indukcji wzajemnej

$$M = k \cdot \sqrt{L_a \cdot L} = 0,1 \sqrt{2080 \cdot 217} = 67 \text{ } \mu\text{H}$$

Obliczmy teraz sp. przeniesienia dla kilku częstotliwości np.

dla 0,5; 1; 1,5 Mc/s

dla 0,5 Mc/s

$$\begin{aligned} \frac{U_s}{L_a} &= \frac{M}{L_a} \cdot Q \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{f}{f_a}\right)^2}{\left(\frac{f}{f_a}\right)^2 - 1}} = \\ &= \frac{67}{2080} \cdot 100 \cdot \frac{\left(\frac{0,5}{0,35}\right)^2}{\left(\frac{0,5}{0,35}\right)^2 - 1} = 6,35 \end{aligned}$$

Podobnie obliczymy dla innych częstotliwości i otrzymamy:

dla 1 Mc/s

$$\frac{U_s}{U_a} = 3,67$$

dla 1,5 Mc/s

$$\frac{U_s}{U_a} = 3,42$$

b. Sprzężenie niskoindukcyjne.

Przyjmujemy najmniejszą częstotliwość obwodu antenowego $f_a = 2 \text{ Mc}$; wystąpi ona przy maksymalnej pojemności anteny, to jest przy $C_a = 500 \text{ pF}$

$$L_a = \frac{25400}{500 \cdot 2^2} = 12,7 \text{ } \mu\text{H}$$

sp. sprzężenia

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{2}{1,5}\right)^2 \left[\left(\frac{2}{1,5}\right)^2 - 1\right]}{100}} = 0,118$$

Współczynnik indukcji wzajemnej

$$M = \sqrt{L_a \cdot L} \cdot k = \sqrt{12,7 \cdot 217} \cdot 0,118 = 6,2 \text{ } \mu\text{H}$$

Obliczamy sp. przeniesienia dla częst. 0,5 Mc/s

$$\begin{aligned} K_a = \frac{U_s}{L_a} &= \frac{M}{L_a} \cdot Q \cdot \frac{1}{\frac{f_a^2}{f^2} - 1} = \\ &= \frac{6,2}{12,7} \cdot 100 \cdot \frac{1}{\left(\frac{2}{0,5}\right)^2 - 1} = 3,2; \end{aligned}$$

podobnie

dla $f = 1 \text{ Mc/s}$

$$\frac{U_s}{U_a} = 16,5$$

i dla $f = 1,5 \text{ Mc/s}$

$$\frac{U_s}{U_a} = 62$$

Jak widzimy zatem dla sprzężenia niskoindukcyjnego otrzymamy w pewnych zakresach wprawdzie duży współczynnik przeniesienia, ale za to charakterystyka czułości będzie bardzo nierównomierna. W rzeczywistości na skutek strat obwodu antenowego (których tu nie uwzględniliśmy) sp. przeniesienia dla częstotliwości w pobliżu 1,5 Mc/s będzie trochę mniejszy.

Na zakończenie omówimy jeszcze obliczenie obwodu antenowego w wypadku stosowania na wejściu filtra wstęgowego. Obliczenie to zasadniczo nie będzie się wiele różniło. Ponieważ obwód antenowy ma wpływ tylko na pierwszy obwód filtra, cewkę antenową obliczamy w warunkach rozstrojenia obwodu pierwszego. Podob-

KUPON Nr 19

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko

Adres

nie obliczymy współczynnika przeniesienia. Ponieważ przy dwu obwodach sprzężonych wypadkowy współczynnik dobroci obwodu pierwszego zmniejszy się o współczynnik*)

$$\frac{1}{1 + Q^2 k^2}$$

wobec tego będzie można dopuścić większy współczynnik sprzężenia i we wzory za Q wstawimy wartość

$$Q_w = Q \frac{1}{1 + Q^2 k^2}$$

gdy zachodzi wypadek sprzężenia krytycznego to znaczy gdy $k = \frac{1}{Q}$ współczynnik wyniesie $\frac{1}{2}$.

Przy obliczaniu współczynnika przeniesienia równanie musimy dodatkowo pomnożyć przez współczynnik

$$\frac{Q \cdot k}{1 + Q^2 k^2}$$

Spółczynnik ten wynosi dla sprzężenia krytycznego 0,5.

Wobec tego ostatecznie współczynnik przeniesienia spadnie około 30% w stosunku do obwodu pojedynczego.

Dla zobrazowania powyższego przeliczmy dla danych, jak poprzednio, obwód wejściowy w postaci filtru wstęgowego ze sprzężeniem pojemnościowym. Układ przedstawia rys 6.

Z poprzedniego przykładu

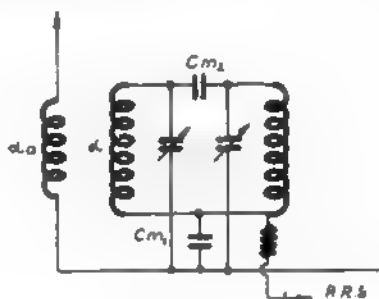
$$L_a = 2080 \mu H \quad f_{min} = 500 \text{ Kc/s} \quad C_{min} = 15 \text{ pF} \\ L_{s1}, L_s = 217 \mu H \quad f_{max} = 1500 \text{ Kc/s} \quad C_{max} = 450 \text{ pF} \\ C_o = 39,5 \text{ pF} \quad C_1 = C_2$$

Jak widzimy, dla uzyskania mniej więcej stałego współczynnika sprzężenia zastosowano kombinowane sprzężenie pojemnościowe. Wypadkowy współczynnik sprzężenia przy $k \ll 0,05$ wynosi

$$k \cong \frac{C_{m1}}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} + \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_{m1}}$$

Pierwszy człon da największy współczynnik sprzężenia przy małych pojemnościach konden-

satorów zmiennych zaś drugi człon, przy dużych pojemnościach.



Rys. 6.

Obliczamy dla częstotliwości bliskich skrajnych wartości, czyli człon pierwszy dla: $C = C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$, zaś człon drugi dla: $C_1 = C_2 = 400 \text{ pF}$, wtedy dla sprzężenia krytycznego

$$k = \frac{1}{Q} = 0,01$$

otrzymamy

$$C_{m2} = k \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2} = 0,01 = \sqrt{100 \cdot 100} = 1 \text{ pF}$$

$$C_{m1} = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{k} = \frac{\sqrt{400 \cdot 400}}{0,01} = 40000 \text{ pF}$$

Obliczamy dopuszczalne sprzężenia z obwodem antenowym. Dla $k = \frac{1}{Q}$

$$Q_{wyp} = 0,5 Q = 0,5 \cdot 100 = 50$$

$$\frac{k \cdot Q}{1 + Q^2 k^2} = 0,5$$

$$k = \sqrt{\frac{(f_{min})^2}{f_a^2} - 1} = \sqrt{\frac{(0,5)^2}{(0,35)^2} - 1} = 0,143$$

wobec tego sp. indukcji wzajemnej

$$M = 0,143 \sqrt{2080 \cdot 217} = 94 \mu H$$

zaś sp. przeniesienia dla częstotliwości 0,5 Mc

$$K_a = \frac{U_s}{U_a} = \frac{94}{2080} \cdot 100 \cdot 0,5 \cdot \frac{1}{\left(\frac{0,5}{0,35}\right)^2 - 1} = 4,45$$

dla częstotliwości: $f = 1 \text{ Mc}$

$K_a 2,6$

dla częstotliwości: $f = 1,5 \text{ Mc}$

$K_a = 2,4$

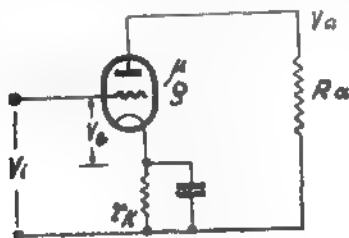
c. d. n.

*) sp.k oznacza teraz sp. sprzężenia pomiędzy elementami filtru wstęgowego.

Obliczenie kondensatora katodowego

Kondensator blokujący opór katodowy lampy wzmacniającej niskiej częstotliwości lub lampy głośnikowej nie stanowi przeważnie przedmiotu obliczeń przy projektowaniu wzmacniaczy. Po prostu wstawia się niskowoltowy kondensator elektrolityczny o dużej pojemności. Sposób ten daje najczęściej zadowalające wyniki praktyczne, ale ponieważ dość skomplikowane obliczenia sprowadzimy do dwóch krzywych i błażej arytmetyki, więc łatwo będzie sprawdzić, czy zastosowany kondensator odpowiada wymaganiom.

W obliczeniu zrobimy małe uproszczenie, założymy mianowicie, że zawada w obwodzie anodowym lampy jest czysto omowa. Przy częstotliwościach bardzo niskich, których dotyczy obliczenie kondensatora katodowego nie jest to prawdą, jeśli chodzi o lampę głośnikową, ale błąd wynikły z tego uproszczenia jest niewielki.



Rys. 1.

Rys. 1 podaje dane potrzebne do obliczeń. μ jest to współczynnik amplifikacji lampy a ρ jej oporność wewnętrzna. R_a anodowy opór pracy, r_k opór, a C_k kondensator katodowy (Z_k — to zawada r_k i C_k równolegle, dla danej częstotliwości). V_i zmienne napięcie wejściowe częstotliwości akustycznej, V_o także napięcie sterujące siatki, V_a oraz I_a — to napięcie i prąd zmienny w anodzie lampy. Wszystkie napięcia i prądy stałe pomijamy jako nieistotne dla naszego obliczenia.

Mamy więc (dla połączenia równoległego r_k i C_k)

$$\frac{1}{Z_k} = \frac{1}{r_k} + j\omega C_k \quad \text{gdzie } j = \sqrt{-1}$$

$$Z_k = \frac{r_k}{1 + j\omega C_k r_k}$$

Napięcie V_o pomiędzy siatką i katodą lampy jest mniejsze od napięcia wejściowego V_i o spadek napięcia na Z_k

$$V_o = V_i - Z_k \cdot I_a$$

Anodowy prąd zmienny równa się wzmożnionemu μ razy napięciu siatka-katoda, podzielonemu przez sumę oporów w obwodzie anodowym. Na tę sumę składają się: oporność wewnętrzna lampy ρ , opór anodowy pracy R_a oraz zawada w katodzie Z_k .

$$I_a = \frac{\mu V_i}{\rho + R_a + Z_k} = \frac{\mu V_i - Z_k I_a}{\rho + R_a + Z_k}$$

Rozwiązując otrzymujemy

$$I_a (\rho + R_a + Z_k) = \mu V_i - \mu Z_k I_a$$

$$I_a [\rho + R_a + (1 + \mu) Z_k] = \mu V_i$$

$$I_a = \frac{\mu V_i}{\rho + R_a + (1 + \mu) Z_k}$$

Napięcie zmienne anodowe użyteczne będzie oczywiście

$$V_o = R_a I_a = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a + (1 + \mu) Z_k} \cdot V_i$$

Wzmocnieniem układu G_k jest stosunek V_o (napięcie wyjściowe) do V_i (napięcie wejściowe)

$$G_k = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a + (1 + \mu) Z_k} = \frac{G}{1 + G \frac{Z_k}{R_a}}$$

gdzie oznaczyliśmy

$$G = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a + Z_k}$$

lecz z wystarczającą dokładnością (ponieważ zawada mostka katodowego Z_k jest mała w porównaniu z sumą oporności wewnętrznej lampy, oraz oporności pracy), można przyjąć, że

$$G = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}$$

G będzie to więc normalne wzmocnienie lampy z oporem katodowym tak zabocznikowanym, aby mostek $r_k C_k$ nie miał żadnego wpływu na pracę lampy (odpowiada temu wzmocnienie na średnich i wyższych częstotliwościach).

Wzór na G_k daje nam więc wzmocnienie lampy w zależności od stopnia zabocznikowania,

oporu katodowego. Postaramy się nadać mu tylko dogodną formę obliczeniową.

Nazwijmy jeszcze

$$\omega C_K r_K = x$$

oraz

$$G \frac{r_K}{R_a} = a = \frac{\beta r_K}{\rho + R_a}$$

wtedy

$$\begin{aligned} \frac{G_K}{G} &= \frac{1}{1 + G \frac{Z_K}{R_a}} \cdot \frac{1}{1 + G \frac{r_K}{R_a}} \cdot \frac{1}{1 + jx} \\ &= \frac{1 + jx}{1 + a + jx} \end{aligned}$$

Rachunek na liczbach zespolonych da nam łatwo wartość absolutną wzmocnienia w zależ-

Dla pentod można we wzorze na a zrobić uproszczenie. Z warunków pracy lampy wynika, że opór pracy R_a jest tam mały (rzędu 15%) oporu wewnętrznego ρ . Bez większego błędu możemy więc napisać

$$a = \frac{\mu}{\rho} \cdot r_K = S \cdot r_K$$

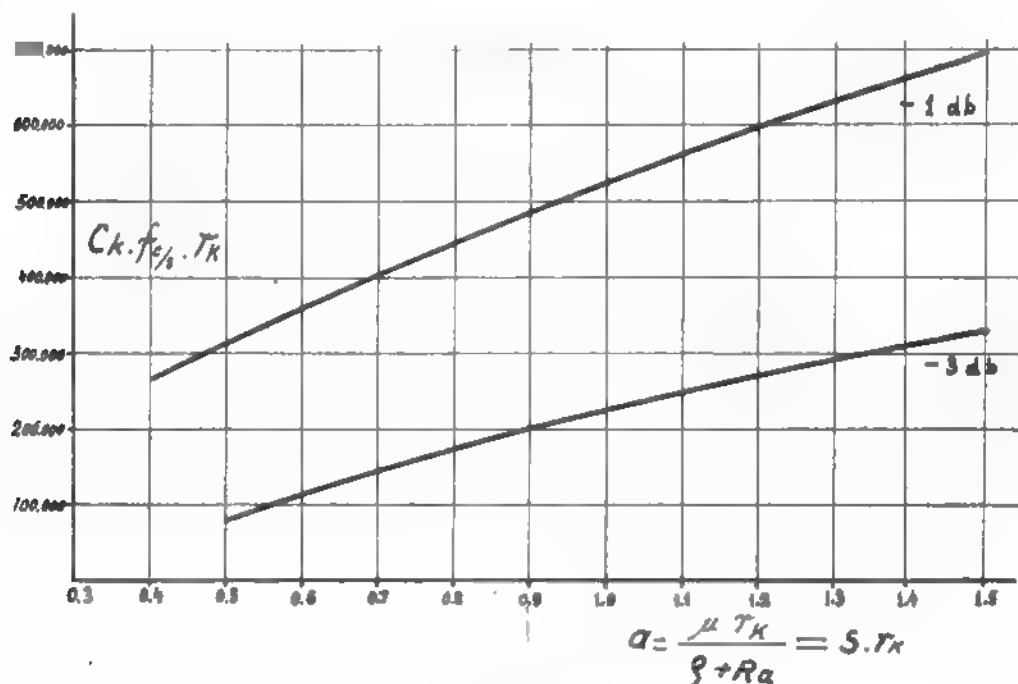
gdzie S jest to nachylenie charakterystyki lampy w amperach na wolt.

Przerobimy przykład liczbowy. Lampa głośnikowa AL4 ma następujące dane: $S = 9 \text{ mA/V}$, $r_K = 150 \Omega$, kondensator katodowy niech będzie $25 \mu\text{F}$. Otrzymujemy dla 50 c/s

$$x = 2\pi \cdot 50 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 150 = 1,18$$

$$a = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 1,35$$

$$K = \sqrt{\frac{1 + 1,18^2}{(1 + 1,35)^2 + 1,18^2}} = 0,58 = 58\%$$



Rys. 2.

ności od częstotliwości oraz pojemności blokującej katody.

$$\frac{G_K}{G} = K = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(1 + a)^2 + x^2}}$$

Obliczenie jest już bardzo łatwe. Dla żądanej najniższej częstotliwości (rzędu 30—50 c/s) oraz pewnego kondensatora katodowego C_K obliczamy x oraz a . Wstawiając wartości do wzoru otrzymujemy spadek wzmocnienia dla tych niskich częstotliwości i przekonujemy się czy to odpowiada wymaganiom czy też trzeba kondensator zwiększyć lub zadowolić się mniejszym.

kondensator blokujący $25 \mu\text{F}$ jest więc raczej zamały. Dla obliczenia jego wyciągniemy x ze wzoru i otrzymamy

$$x = \sqrt{\frac{K^2 (1 + a)^2 - 1}{1 - K^2}}$$

a dają nam dane katalogowe lampy. Jeśli założymy sobie pewien dopuszczalny spadek wzmocnienia dla niskich tonów K , to wartość na x , a więc i na C będzie ustalona.

Zalóżmy więc dwa dopuszczalne spadki wzmocnienia: — 1 decybel (t. zn. $K = 0,89$) oraz — 3 decybele (t. zn. $K = 0,71$).

Otrzymujemy dla tych dwu wypadków

$$x = 2\pi f C_K r_K = \sqrt{\frac{0,89^2(1+a)^2 - 1}{1 - 0,89^2}}$$

$$f c s. r_K. C_K = 350.000 \sqrt{0,79(1+a)^2 - 1}$$

Równanie to wyobraża górna krzywa (Rys. 2).

Dla spadku $\alpha = 3$ decybele wynika

$$x = 2\pi f C_K r_K \sqrt{\frac{0,71^2(1+a)^2 - 1}{1 - 0,71^2}}$$

$$f c s. r_K. C_K = 225.000 \sqrt{0,5(1+a)^2 - 1}$$

co przedstawia dolna krzywa (Rys. 2).

Obliczenie jest teraz już bardzo uproszczone. Weźmiemy znowu lampę AL4, lecz założymy dopuszczalny spadek na 50 c/s tylko — 1 DB, a dla tej lampy równa się jak już wiemy 1,35. Przecięcie z krzywą dla — 1 DB daje

$$f r_K C_K = 650000$$

Stąd

$$C_K = \frac{650000}{50 \cdot 150} = 87 \mu F$$

Dla dopuszczalnego spadku — 3 DB będzie

$$f r_K C_K = 300000$$

$$C_K = \frac{300000}{50 \cdot 150} = 40 \mu F$$

Z powyższych obliczeń wynika, że dla lampy AL4 właściwy będzie kondensator katodowy rzędu 50 μF .

Praktyczne obliczenie kondensatora katodowego robi się więc, jak następuje: z danych katalogowych lampy oblicza się $a = \mu \frac{r_K}{\rho + R_a}$ względnie $a = S \cdot 10^{-3} \cdot r_K$ (dla pentod), z krzywej dla żądanej jakości wzmacniacza (— 1 DB, — 3 DB) znajduje się wartość dla $f \cdot r_K \cdot C_K$, skąd już C_K dla odpowiednio przyjętej dolnej częstotliwości „granicznej“ f .

Obliczenie kondensatora katodowego dla wzmacniaczy wielkiej i pośredniej częstotliwości.

Wyprowadzone wyżej wzory i krzywe nie stawiają żadnych ograniczeń co do częstotliwości prądu zmiennego. Przerobimy więc dla przykładu obliczenie kondensatora katodowego dla wzmacniacza pośredniej częstotliwości z lampą EF9. Dane katalogowe tej lampy są: $S = 2,2 \text{ mA/V}$ $r_K = 300 \Omega$. Stąd $a = 2,2 \cdot 10^{-3}$.

.300 = 0,66. Z krzywej dla — 1 DB znajdujemy:

$$f \cdot r_K \cdot C_K = 380000$$

Dla częstotliwości pośredniej 128 kc = 128000 c/s otrzymujemy

$$C_K = \frac{380000}{128000 \cdot 300} = 0,01 \mu F$$

Przeważnie stosuje się większe kondensatory np. 0,05 lub 0,1 μF .

Obliczenie kondensatora katodowego dla wzmacniaczy klasy AB1.

Obliczenia kondensatora katodowego pomijają całkiem p zbiegi prądu stałego w obwodzie anodowym lampy, dotyczyły bowiem wzmacniaczy klasy A, t. j. takich gdzie średni prąd anodowy jest niezależny odysterowania. We wzmacniaczach klasy B, gdzie prąd anodowy spoczynku jest bliski zera, a rośnie w miarę wysterowania, stosujemy odrębne źródło nagięcia ujemnego siatki. Natomiast w bardzo często stosowanych w urządzeniach elektroakustycznych (np. w radiowęzłach) wzmacniaczach klasy AB1 chętnie używamy oporów katodowych, mimo że przy większych wysterowaniach prąd anodowy silnie rośnie zmieniając napięcie na katodzie. Przy sterowaniu mową lub muzyką skoki napięcia na katodzie są przyczyną zniekształceń, tak charakterystycznych dla tego rodzaju wzmacniaczy, mimo iż pomiary laboratoryjne ustalonym tonem sinusoidalnym mogą wykazywać zniekształcenia zupełnie dopuszczalne np. 5%. Doświadczenia wskazują, że przy użyciu zamałych kondensatorów mostek katodowy produkuje pojedyncze oscylacje, a raczej wyskoki, w górę i w dół, zależne od jego stałej czasu $T \approx r_K \cdot C_K$. Żeby tego uniknąć należy tę stałą czasu dobrać stosunkowo bardzo dużą, rzędu $T = 0,15$ sekundy. Ponieważ opory katodowe są tu rzędu 150—250 omów, więc prosty rachunek daje

$$C_K = \frac{0,15 \cdot 10^6}{150 \text{ do } 250} = 1000 \text{ wzgl. } 600 \mu F$$

Jest to bardzo duża pojemność, około 10 razy większa od normalnie stosowanych. Obecnie jednak produkuje się takie kondensatory elektrolityczne w niewielkich stosunkowo wymiarach, jest więc pole do doświadczeń.

Dodatek: Obliczenie kondensatora blokującego siatkę ekranującą.

Oprócz kondensatora katodowego jeszcze kondensator blokujący siatkę ekranującą przyczynia się do spadku wzmocnienia na niskich czę-

stotliwościach. Jeśli bowiem ekran nie jest zwarty do katody dla prądów małej częstotliwości, powstaje na nim napięcie zmienne, które działa z kolei na anodę, lecz na skutek odwrócenia fazy wzmacnienie maleje. Wzory do obliczenia są zasadniczo te same co dla obliczenia kondensatora katodowego, lecz x i a mają tutaj postać

$$x = \omega C_{ekr} \cdot R_{ekr} \quad a = \frac{R_{ekr}}{\rho_{ekr}}$$

gdzie jako C_{ekr} jest oznaczony kondensator blokujący ekranu, R_{ekr} — opór szeregowy ekranu, ρ_{ekr} — oporność wewnętrzna ekranu, gdy lampa pracuje jako trioda z ekranem w charakterze anody (rzęd wielkości $\rho_{ekr} \cong 0,2 \rho$). Danych tych nie podają jednak katalogi lampowe, a zatem korzystanie z nich jest niemożliwe. Poda-

my więc prostą regułę, przy spełnieniu której spadek wzmacnienia, na skutek niedoskonałego zablokowania ekranu, będzie nie większy niż — 2 DB

$$C_{ekr} \mu F = \frac{1.600.000}{f \text{ c s} \cdot R_{ekr}}$$

Dla lampy wzmacniającej AF7 w układzie oporowym mamy R_{ekr} rzędu 500.000—1.000.000 omów.

Dla częstotliwości granicznej 50 c/s otrzymujemy

$$C_{ekr} = \frac{1600000}{50 \cdot 500000} = 0,064 \mu F$$

Przeważnie stosuje się pojemność 0,1 — 0,2 μF .

W. Kiryluk

Londyn

Wtórnik katodowy

(Dokończenie)

Odmiany wtórnika katodowego

Wtórnik katodowy może być użyty także i w innych formach jak:

Wtórnik katodowy jako detektor o nieskończonej oporności.

Krzywe z rys. 7 mogą być użyte do znalezienia minimalnej pojemności C , potrzebnej, gdy chcemy użyć wtórnika katodowego, jako detektora o nieskończonej oporności wejściowej. (Jak na rys. 4).

Pożądane jest w tym wypadku, aby lampa była zatkana co najmniej przez pewien okres czasu, podczas każdego cyklu wielkiej częstotliwości.

B powinno być duże ($= \infty$) a $\omega \cdot T_c$ około 100.

Przykład 7.

Znaleźć wartość pożądaną pojemności w obwodzie katody (bocznikującą R_k) (rys. 4), dla wtórnika katodowego przy pracy w układzie detektora.

$$R_k = 0,1 \text{ M}$$

$$f = 1 \text{ Mc/s}$$

Aby wtórnik katody pracował jako detektor muszą być:

$$\omega \cdot T_c = 100$$

$$B = \infty$$

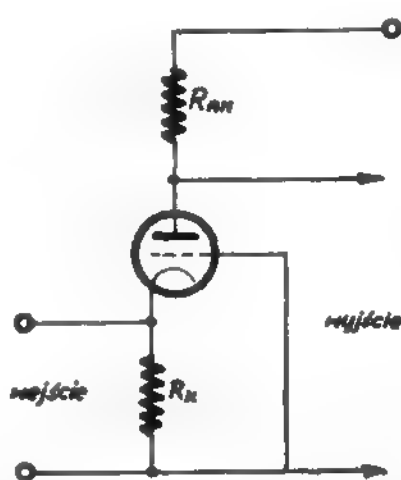
Wiemy, że $\omega T_c = 100 = \omega \cdot R_k^2 C$ skąd

$$C = \frac{100}{\omega R_k} = \frac{100}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^5} \text{ (w Faradach)}$$

$$= \frac{100 \cdot 10^{12}}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^5} \text{ (w pF)} = \frac{1000}{6,28} = 159 \text{ pF}$$

Wtórnik katodowy z wejściem od katody.

Wtórnik katodowy może być także użyty w formie raczej odwrotnej niż poprzednio omawiana. (Rys. 8).



Rys. 8. Odmiana wtórnika katodowego. Wejście znajduje się od strony katody, a wyjście od anody

Jak widzimy na rys. 8 wejście znajduje się od strony katody, a wyjście od anody.

Rysując układ zastępczy (rys. 9) możemy ułożyć równanie:

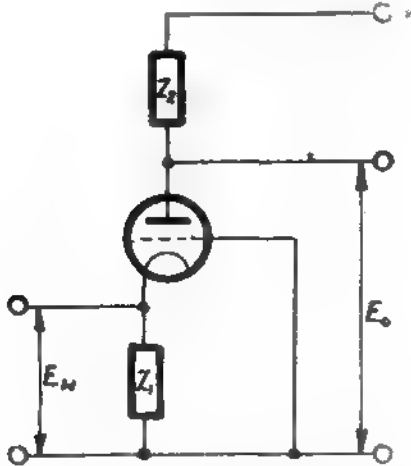
$$Z_{wej} = \frac{Z_2 + R_a + \frac{Z_2 \cdot R_a}{Z_{sa}}}{1 + \mu + \frac{R_a}{Z_{sa}}} \quad (13)$$

gdzie Z_{sa} = oporność siatka anoda.
Pojemność siatka - katoda jest dodana do R_k (rys. 8) i daje Z_1 .

Wzmocnienie stopnia wynosi

$$A = \frac{E_n}{E_0} = \frac{Z_2 \left(1 + \frac{R_a}{Z_{sa}}\right)}{Z_2 + R_a + \frac{Z_2 \cdot R_a}{Z_{sa}}} \cdot \frac{Z_2}{Z_{wej}} \quad (14)$$

Fakt, że ten układ nie zmienia fazy jest bardzo pożądany. Niestety, niska oporność wejściowa ogranicza bardzo jego użycie, oprócz możli-



Rys. 9. Odpowiednik teoretyczny rys. 8.

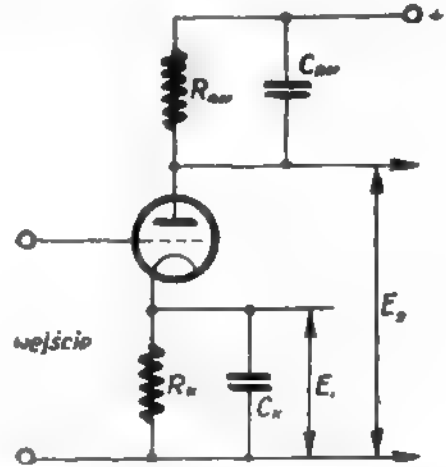
wości zastosowania np. na końcu linii, co stanowi analogię z transformatorem o przekładni podwyższającej oporność.

Wtórnik katodowy jako dzielnik fazowy.

Gdy do wtórника katodowego dodamy opór w anodzie i obciążymy anodę, jak też i katodę, otrzymamy nowy układ, tzw. dzielnik fazowy (rys. 10).

Gdy opory R_k i R_{an} są tej samej wartości, napięcia wyjściowe też są sobie równe, lecz odwrócone względem siebie w fazie. Ta właściwość jest potrzebna, np. gdy chcemy zasilić wzmacniacz akustyczny o układzie przeciwsobnym. Dzielnik fazowy ma także zastosowanie w odbiornikach telewizyjnych.

Ujęcie matematyczne dzielnika fazowego nie jest tak proste, prostaram się jednak podać w najprostszej formie najważniejsze wzory.



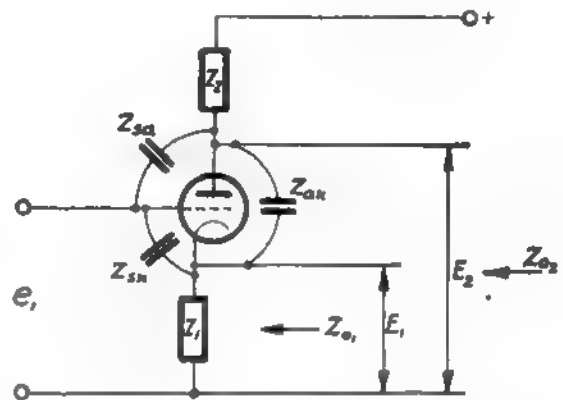
Rys. 10. Odmiana wtórника katodowego, t. zw. dzielnik fazowy.

Wzmocnienie obwodu katody:

$$A_1 = \frac{E_1}{e_1} = \frac{\mu Z_1}{R_a + Z_2 + Z_1 (1 + \mu)} \quad (15)$$

Wzmocnienie obwodu anody:

$$A_2 = \frac{E_2}{e_1} = \frac{\mu Z_2}{R_a + Z_2 + Z_1 (1 + \mu)} \quad (16)$$



Rys. 11. Teoretyczny odpowiednik układu z rys. 10; Z_{sa} jest opornością wyjściową katody a Z_{an} jest opornością wyjściową anody.

Wyjściowa oporność obwodu katodowego:

$$Z_{01} = \frac{Z_1 (R_a + Z_2)}{R_a + Z_2 + Z_1 (1 + \mu)} \quad (17)$$

Wyjściowa oporność obwodu anody:

$$Z_{02} = \frac{Z_2 [R_a + Z_1 (1 + \mu)]}{R_a + Z_2 + Z_1 (1 + \mu)} \quad (18)$$

Wejściowa oporność dzielnika fazowego = ∞ (praktycznie); należy zauważyć, że we wtórniku katodowym $Z_2 = 0$ i, gdy wstawimy w powyżej podane wzory $Z_2 = 0$, otrzymamy wzory odnoszące się do zwyczajnego wtórnika katodowego, które zostały podane poprzednio. Rozważając wypadek, gdy $Z_1 = Z_2$ i $Z_{sk} = Z_{sa}$, co jest bardzo często spotykane w dzielnikach fazowych użytych do sterowania wzmacniaczy akustycznych w układach przeciwsobnych, otrzymamy

$$\text{oporność wyjściowa} = \frac{Z_1 + Z}{2} \quad (19)$$

gdzie $Z_{sk} = Z_{sa} = Z$

$$Z_1 = Z_2$$

$$A_1 = \frac{g_m + Y + \frac{2}{Z_1 + Z}}{g_m + Y + 2Y' + Y_1} \quad (20)$$

$$A_2 = \frac{g_m + Y \frac{2}{Z_1 + Z} (1 - g_m \cdot Z \cdot ZY')}{g_m + Y + 2Y' + Y_1} \quad (21)$$

gdzie g_m = nachylenie charakterystyki

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_{sa}} = -\frac{1}{Z_{sk}}$$

$$Y = \frac{1}{Z'} = j \cdot \omega C_{sk} + \frac{1}{R_a}$$

$$Y = \frac{1}{Z_1} \quad j = \sqrt{-1}$$

Należy zaznaczyć, że A_1 nie równa się A_2 , ale w praktyce różnica jest bardzo mała.

Z. J.

Systemy i wzorce jednostek elektrycznych

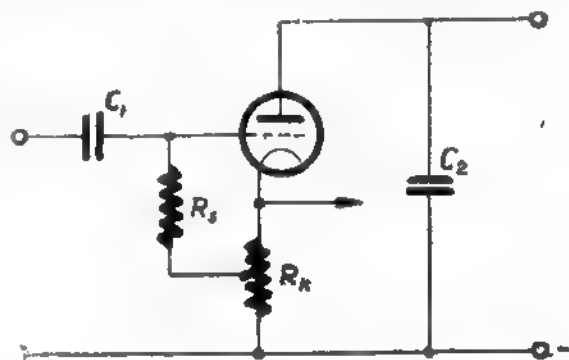
1. Wstęp.

Pomiary elektryczne i magnetyczne polegają na wyznaczaniu liczbowego związku istniejącego między wielkością mierzoną, a pewną jednostką niezmienną w czasie, przyjętą za podstawę pomiarów. Z reguły wyniki pomiarów są wyrażane w jednostkach międzynarodowych. Obok tego systemu jednostek istnieje jednak inny system t. zw. system absolutny, który opiera się na zależnościach istnie-

Praktyczna forma wtórnika katodowego.

Przy wtórniku katodowym, na oporze R_k pozostaje spadek napięcia, który automatycznie daje przedpięcie siatce lampy.

Gdy prąd anodowy i opór R_k są duże, wytworzone przedpięcie może być zbyt wielkie. Aby temu zapobiec, możemy użyć układu z rys. 12.



Rys. 12. Praktyczny układ wtórnika katodowego.

Pojemność C zapobiega ewentualnemu bezpośredniemu przepływowi prądu z wejścia przez R_k .

Literatura:

- „Radio Engineering Handbook” Keith Henney, 3 wydanie 1941 r.
- „Foundations of Wireless” M. G. Scroggie, 4 wydanie 1943 r. (str. 226).
- „Television Receiving Equipment” W. T. Cocking — 1947 r.
- Rozdział o „Special Television Circuits” strona 286.
- „Radio Engineering Handbook” 1943 r. Terman (str. 430).
- „The Technique of Radio Design” E. E. Zepler 1943 r. (str. 257).
- „Wireless World” Listopad 1945.
- „Wireless World” Marzec 1946.
- „Proceedings of the IRE” — Listopad 1945.
- „Electronic Engineering” 1948 Styczeń.

W niniejszym artykule postaramy się scharakteryzować poszczególne systemy jednostek elektrycznych oraz omówić budowę i własności wzorców elektrycznych.

2. System absolutny jednostek elektrostatycznych i elektromagnetycznych.

Wielkości elektryczne w tym systemie podobnie jak wielkości mechaniczne określono w funkcji jednostek podstawowych.

długości — masy — czasu.

Związek istniejący między tymi wielkościami charakteryzuje t. zw. wymiar jednostki, dla którego wprowadzono następujące oznaczenia:

wymiar długości oznaczono $[L]$
wymiar masy oznaczono $[M]$
wymiar czasu oznaczono $[T]$

Spróbujmy najpierw określić potrzebne nam do dalszych rozważań wymiary jednostek mechanicznych na przykład wymiar siły. Jak wiemy, siłę mierzy się iloczynem masy przez przyspieszenie. Wymiar masy założyliśmy. Wymiar przyspieszenia znajdziemy, gdyż przyspieszenie jest przyrostem prędkości w jednostce czasu:

$$[\text{przyspieszenie}] = \left[\frac{L}{T} \cdot \frac{1}{T} \right] = [LT^{-2}]$$

Stąd wyznaczymy wymiar siły:

$$[\text{siła}] = [LMT^{-2}]$$

W podobny sposób można określić wymiary innych wielkości mechanicznych np. energii:

$$[\text{energia}] = [L^2MT^{-2}]$$

Wróćmy jednak do wymiarowania jednostek elektrycznych. Wyobraźmy sobie dwa równe co do wielkości, a różne co do znaku ładunki elektryczne e znajdujące się w odległości 1. Na podstawie prawa Coulomba ładunki te będą się wzajemnie przyciągały z siłą F określoną wzorem:

$$F = \frac{e^2}{\epsilon \cdot 1^2}$$

gdzie ϵ oznacza stałą dielektryczną ośrodka, w którym znajdują się omawiane ładunki

Znajdziemy z tego wyrażenia wartość ładunku.

$$e = 1 \sqrt{\epsilon F}$$

Jeżeli założymy dla próżni stałą dielektryczną równą jedności i nie posiadającą wymiaru, to na skutek tego założenia utworzymy układ jednostek absolutnych t. zw. elektrostatycznych. W tym wypadku wyrażenie na ładunek przyjmie postać:

$$e = 1 \sqrt{F}$$

stąd wymiar ładunku:

$$[e] = [L\sqrt{F}] = [L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}]$$

Znając wymiar ładunku możemy już z łatwością określić wymiar prądu elektrycznego I w układzie elektrostatycznym. Prąd jest równy ładunkowi elektrycznemu przepływającemu w jednostce czasu:

$$I = \frac{e}{t}$$

$$\text{Wymiar prądu: } [I] = [L^{1/2}M^{1/2}T^{-2}]$$

Tabela 1.

System absolutny

Oznaczenia	Wymiar jednostek		Stosunek wymiarów
	elektrostat.	elektromagnet.	
Stała dielektryczna	1	$[L^{-2}T^2]$	I/c^2
Przenikalność magnetyczna	$[L^{-2}T^2]$	1	c^2
Ładunek elektryczny	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	$[L^{1/2}M^{1/2}]$	I/c
Masa magnetyczna	$[L^{1/2}M^{1/2}]$	$[L^{3/2}M^{1/2}T^{-1}]$	c
Natężenie pola elektrycznego	$[L^{-1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-2}]$	c
Natężenie pola magnetycznego	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-2}]$	$[L^{-1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	I/c
Indukcja magnetyczna	$[L^{1/2}M^{1/2}]$	$[L^{-1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	c
Potencjał elektryczny	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	$[L^{3/2}M^{1/2}T^{-2}]$	c
Strumień magnetyczny	$[L^{1/2}M^{1/2}]$	$[L^{3/2}M^{1/2}T^{-1}]$	c
Prąd	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-2}]$	$[L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}]$	I/c
Opór	$[L^1T]$	$[LT^{-1}]$	c^2
Pojemność	$[L]$	$[L^1I^2]$	I/c^2
Indukcyjność	$[L^1T^2]$	$[L]$	c^2
Moc prądu	$[L^2MT^{-3}]$	$[L^2MT^{-3}]$	1
Energia prądu	$[L^2MT^{-2}]$	$[L^2MT^{-2}]$	1

Podobnie możemy znaleźć wymiar napięcia V i oporu R :

$$[V] = [L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$$

$$[R] = \left[\frac{V}{I} \right] = [L^{-1} T^2]$$

Na podstawie analizy dalszych związków istniejących między jednostkami elektrycznymi i magnetycznymi (równanie Maxwella) określimy wymiary innych jednostek układu elektrostатycznego. Wszystkie wymiary podano w załączonej na str. 20 tabeli.

Rozpatrzmy teraz zastosowania prawa Coulomba dla mas magnetycznych. Analogicznie do ładunków elektrycznych, jeżeli dwie równe co do wielkości, a różne co do biegunowości masy magnetyczne m znajdują się w odległości 1, to oddziałują one na siebie z siłą F określoną wzorem:

$$F = \frac{m^2}{\mu L^2}$$

μ oznacza przenikalność magnetyczną ośrodka.

Z tabeli 1 widzimy, iż w układzie elektrostатycznym wymiar określono wyrażeniem:

$$[\mu] = [L^{-2} T^2]$$

Przyjmując, że przenikalność magnetyczna jest równa jedności i jest pozbawiona wymiaru, utworzymy nowy układ jednostek absolutnych zwany systemem elektromagnetycznym. W układzie tym wymiar masy magnetycznej jest taki sam jak wymiar ładunku w układzie elektrostатycznym:

$$[m] = [I \cdot \sqrt{F}] = [L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$$

Wymiar natężenia pola magnetycznego:

$$[H] = \left[\frac{F}{m} \right] = [L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$$

Wymiar strumienia magnetycznego:

$$[\Phi] = [BS] = [\mu H L^2] = [L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$$

Pozostałe wielkości magnetyczne wyznaczamy podobnie. Jednostki zaś elektryczne określimy korzystając z praw Maxwella wiążących wielkości elektryczne z magnetycznymi. Otrzymane w ten sposób wymiary jednostek elektrycznych i magnetycznych systemu elektromagnetycznego ujęliśmy w tabeli 1. Porównując je widzimy znaczne różnice między wymiarami tych samych wielkości w różnych systemach. Jeżeli wziąć pod uwagę stosunki wymiarów tych samych wielkości, to okazuje się iż stosunki te są równe prędkości światła w próżni ($c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec) występującej w różnych potęgach: c^2 , c , c^{-1} , c^{-2} .

Tablica 1 zawiera własne rubrykę, w której podano wartości stosunku poszczególnych jednostek elektromagnetycznych do elektrostатycznych. Wartości te pozwalają nam na „przejście” z jednostek jednego układu do układu drugiego.

Oprócz absolutnego układu jednostek elektrostатycznych i elektromagnetycznych istnieją inne układy np. układ Gaussa, w którym zrobiono założenia, że stała dielektryczna i przenikalność magnetyczna są równe jedności lub jeszcze bardziej uproszczony układ zracjonalizowany Lorentza i Heaviside'a. Układami tymi nie będziemy się jednak bliżej zajmowali. Omówimy natomiast t zw. system C G S oraz system praktyczny, na którego jednostkach wzorowano system międzynarodowy.

System C G S jest szczególnym wypadkiem systemu absolutnego, w którym długość zastąpiono centymetrem (C), wagę gramem (G), a czas sekundą (S). Wymiar jednostek w tym układzie jest analogiczny do wymiaru jednostek elektrostатycznych lub elektromagnetycznych.

$$\text{np. ładunek} \quad [e] = [C^{3/2} G^{1/2} S^{-1}]$$

$$\text{prąd elektryczny} [I] = [C^{1/2} G^{1/2} S^{-1}]$$

3. System praktyczny jednostek absolutnych

System ten wprowadzono na Pierwszym Kongresie w Paryżu w roku 1881 w miejsce stosowanego w tym czasie systemu elektromagnetycznego. Jednostki absolutne układów C G S elektrostатycznego, elektromagnetycznego i innych nie nadają się właściwie do przeprowadzenia pomiarów w praktyce. Jednostki te są za małe lub za duże w stosunku do wielkości mierzonych, przy tym przeprowadzenie dokładnych pomiarów napotyka na poważne trudności. W warunkach laboratoryjnych stosuje się metody pomiarowe absolutne w związku z wykonywaniem pomiarów porównawczych jednostek międzynarodowych i jednostek praktycznych systemu absolutnego. Te jednostki praktyczne pochodzące od jednostek elektromagnetycznych zostały ujęte w tabeli II-ej. Oznaczamy je dodając do nazwy jednostki elektrycznej skrót „Abs”, w odróżnieniu od jednostek międzynarodowych, które oznaczone są skrótem „Int”.

Tabela II. Jednostki absolutne praktyczne

Wielkość	Nazwa	Wartość w C G S
Napięcie	Abs. volt	10^8
Prąd	Abs. amper	10^{-1}
Opór	Abs. om	10^9
Ładunek	Abs. coulomb	10^{-1}
Moc	Abs. wat	10^7
Energia	Abs. džoul	10^7
Pojemność	Abs. farad	10^{-9}
Indukcyjność	Abs. henry	10^9
Natężenie		
pola magnet.	Abs. gauss	1
Strumień		
magnetyczny	Abs. maxwell	1

Na uwagę zasługują własności przyjętych jednostek:

coulomb	=	amper	×	sekunda
wolt	=	amper	×	om
om	=	wolt/amper		
wat	=	amper	×	wolt
farad	=	coulomb/wolt		
hehry	=	wolt	×	sekunda/amper
gauss	=	$\frac{1}{0,4}$		amperozwoi cm

Utworzony w ten sposób nowy układ jednostek absolutnych praktycznych został skonkretyzowany w postaci jednostek empirycznych. Ządanie to spełniły jednostki, a właściwie wzorce międzynarodowe, o których będzie mowa w następnym numerze,

(c. d. n.)

Przegląd schematów

Schemat Nr. 40 przedstawia układ odbiornika firmy Nora typu W 791. Jest to super na prąd zmienny, pracujący na lampach metalowych serii E. Posiada 3 normalne zakresy fal, 7 obwodów łącznie z filtrem wstęgowym dla fal średnich i długich.

Na wejściu w stopniu mieszającym pracuje heksoda - trioda ECH 11. W obwodzie anodowym tej lampy znajduje się 2-obwodowy filtr pośredniej z regulowanym sprzężeniem: zapewnia to płynną regulację szerokości wstęgi. Częstotliwość pośrednia (468 — 473 kc/s) zostaje wzmocniona poprzez pentodową część lampy EBF11, a następnie zdemodulowana na jej części duodiodowej (dioda oddzielnie dla tonu i dla automatyki).

W stopniu niskiej częstotliwości pracuje pentoda EF11 jako wzmacniacz napięciowy oraz pentoda EL11 jako wzmacniacz mocy.

Miedzy anodami lamp EF11 i EL11 jest zastosowana ujemna reakcja (odsprężanie) za pomocą oporów 1,5 i 1 MΩ. Regulację barwy tonu uzyskuje się przy użyciu potencjometra 0,25 MΩ. Wskaźnikiem dostrojenia jest lampa EM11 (oko magiczne).

Moc wyjściowa odbiornika wynosi ok. 3 W przy zniekształceniach poniżej 10%.

W zasilaczu jest użyta lampa AZ1 (dwupółkowe prostowanie) oraz dławik i 2 kondensatory elektrolityczne po 12 μF/450V pracy, co zapewnia dostatecznie dobrą filtrację.

Schemat Nr 41 przedstawia układ odbiornika popularnego obecnej produkcji, **Blaupunkt 3 GW 146**. Jest to 1-obwodowy uniwersalny odbiornik reakcyjny na zakresy fal: 200 — 600 m i 800 — 2000 m. Pracuje na jednej lampie nowego typu VEL11 i dwóch lampach VY2, o minimalnym poborze prądu żarzenia (50mA). VEL11 jest lampą kombinowaną o napięciu żarzenia 90V. Stanowi ona połączenie 2-ch tetrod w jednej bańce szklanej: jedna tetroda pracuje jako detektor, druga jako wzmacniacz mocy.

Wszystkie lampy są żarzone pośrednio, napięcie żarzenia wynosi w sumie 150 V. Włókna żarzenia są połączone szeregowo i przez opór 1,6 KΩ/3 W załączone do sieci na 220 V.

W obwodzie antenowym są 3 gniazdka do wyboru: A₁, A₂ i A₃. W siatkowym — na wejściu — cewka Ls₁ dla fal długich i Ls₂ (włączona równolegle za pomocą zwieracza (z)) dla fal średnich. Obydwie cewki są strojone kondensatorem obrotowym 250 cm. Cewka reakcyjna Lr jest wspólna dla obydwu zakresów fal.

Sprężenie między cewkami: antenową i siatkową — indukcyjne, regulowane. Reakcja regulowana indukcyjnie również przy pomocy zmiennego sprzężenia. Kondensator stały na 200 cm i opór 2 MΩ tworzą mostek detekcyjny. Po detekcji — niska częstotliwość przechodzi z obwodu anodowego 1-szej tetrody przez kondensator stały 5000 cm i opór 0,1 MΩ na siatkę sterującą drugiej tetrody, a z niej do głośnika.

W zasilaczu pracują 2 jednokierunkowe lampy prostownicze VY2; są one połączone równolegle ponieważ VEL11 pobiera w sumie więcej prądu niż może dostarczyć jedna VY2.

Ujemne napięcie na siatkę sterującą tetrody końcowej powstaje na oporze 250 Ω, znajdującym się w minusie prostownika.

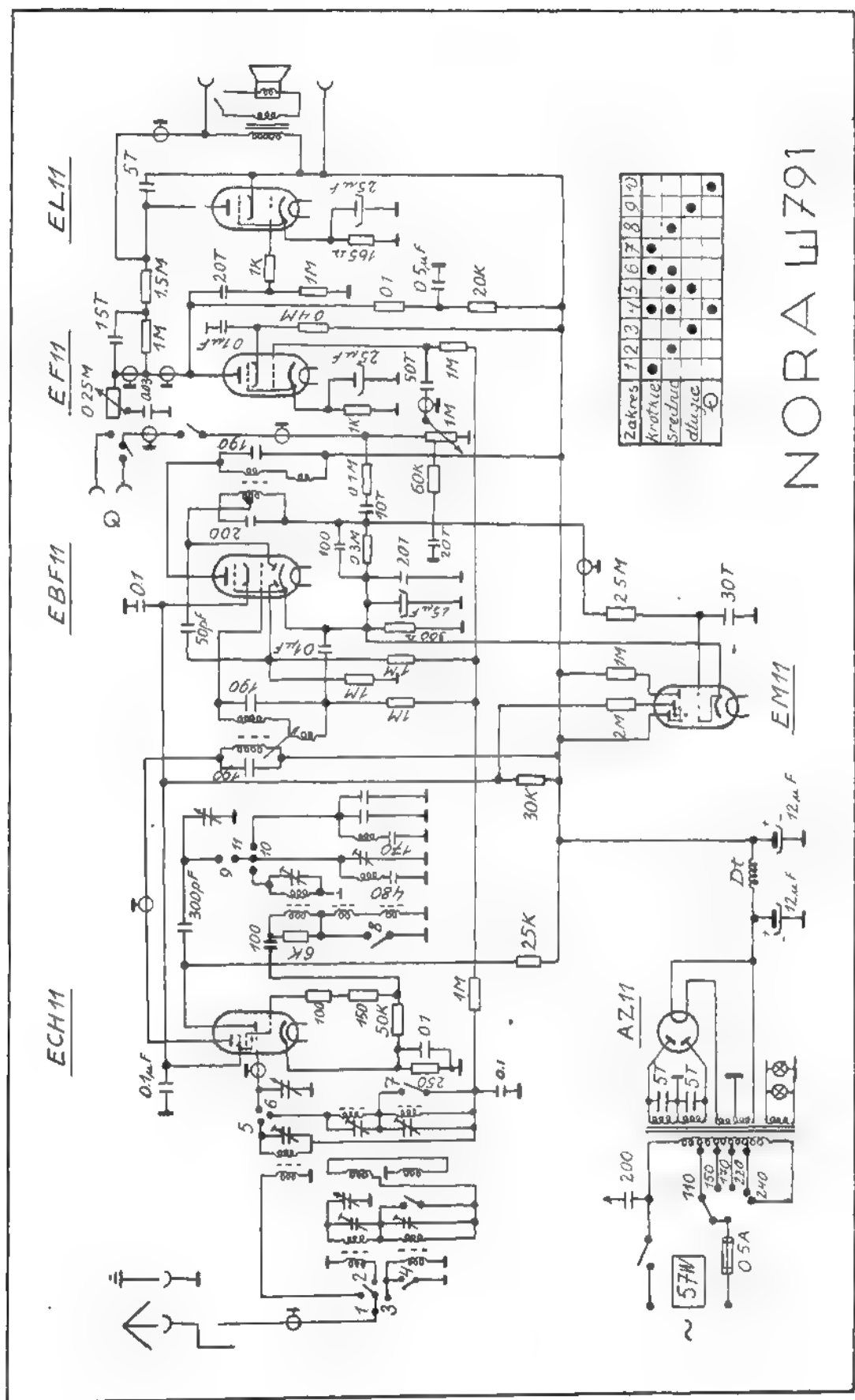
M. W.

WYTWÓRNIA Aparatów Dźwiękowych E. SZMIDT

SZOPIENICE, 1 MAJA 6

Kompletne urządzenia rozgłośnikowe dla szkół, hut, zakładów przemysłowych.

Dostarczamy i naprawiamy: mikrofony dynamiczne, węglowe — transformatory, głośniki, wzmacniacze.



NORA W791

Schemat Nr 40.

Opory „Standard“

W zagranicznych schematach odbiorników i wzmacniaczy spotykamy prawie wyłącznie dość dziwne wartości oporów. Nie są to wartości „okrągłe“, lecz, na pierwszy rzut oka, zupełnie niewytłumaczone. Nie będziemy dziwić się np. cyfrom 10, 12 lub 15, ale dlaczego jest 22 a nie 20, 39 a nie 40, lub 68 a nie 70? itd. itd. Spróbujmy jednak ułożyć wszystkie napotykane liczby w jednej tabeli; wyglądać ona będzie następująco:

10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 100 itd.

z dodaniem jednego lub więcej zer.

Jeśli się tej tabeli przyjrzymy nasunie się w niej pewien system. Mianowicie wartości przyrastają coraz szybciej, tym szybciej, im same one są większe. Przepiszmy więc jeszcze raz tę tabelę z zaznaczeniem przyrostów pomiędzy poszczególnymi wartościami.

Wartość: 10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 100 120 150.

Przyrost: 2 3 3 4 5 6 6 8 9 12 14 18 20 30.

Rzecz jest więc jasna: przyrosty są uzależnione od samych wartości. Jest to najzupełniej logiczne, brak tylko pewnego ścisłego systemu, który pozwoliłby wyrazić to matematycznie i dokładnie obliczyć poszczególne kolejne wartości.

Należy przede wszystkim ustalić ile liczb jest koniecznych do ustalenia w zakresie jednej dekady, t. zn. od 10 do 100. W tabeli widzimy ich trzynaście. Ilość tych wartości zależy od tolerancji fabrycznej wyrobu oporów. Jeśli tolerancja jest na przykład $\pm 20\%$, t. zn. że opór z napisem 50 omów ma prawo mieć wartość od 50—20% = 40 Ω do 50+20% = 60 Ω to nie ma sensu wyrabiać oporów z napisem 52 Ω lub 46 Ω ponieważ ich wartości leżą wewnątrz zakresu pokrywanego przez opór nominalny 50 Ω .

Tabela jest podana dla oporów o tolerancji $\pm 10\%$. Ilość poszczególnych wartości jest dobrana tak, aby jakakolwiek poprzednia wartość + 10% stykała się z następną wartością — 10%. Na przykład 33+10% = 36,3 a 39—10% = 35,1. Pewne niedokładności wynikają z konieczności zaokrąglania liczb dokładnych do dwucyfrowych. Dla tolerancji $\pm 20\%$ tabela brzmi:

10 15 22 33 47 68 100

a dla rzadziej stosowanej tolerancji $\pm 5\%$

10 11 12 13 15 16 18 20 22 24 27 30 33 36 39 43 47 51 56 62 68 75 82 91 100.

Dokładną ilość liczb da nam wzór matematyczny na ilość wyrazów postępu geometrycz-

nego, którego ostatni wyraz jest 100, pierwszy 10 a czynnik postępu

$$r = \frac{1 + 10^{0/10}}{1 - 10^{0/10}} = \frac{1,1}{0,9} = 1,222$$

Odpowiedź na to pytanie dają podręczniki matematyki

$$y_n = y_1 \cdot r^{n-1}$$

$$100 = 10 \cdot 1,222^{n-1}$$

stąd, logarytmując

$$(n-1) \log 1,222 = \log \frac{100}{10} = 1$$

$$n = \frac{1}{0,0872} + 1 = 12,4$$

Uwzględniając pewne zaokrąglenia zakresów, w zaokrągleniu otrzymamy znaną już cyfrę trzynastu liczb tabeli.

Dla dokładnego obliczenia poszczególnych liczb znajdziemy czynnik r postępu geometrycznego przy 13 wyrazach

$$r^{13-1} = \frac{100}{10}$$

logarytmując

$$12 \log r = 1$$

$$\log r = \frac{1}{12} = 0,08333$$

$$r = 1,212$$

Kolejne wyrazy postępu wyniosą (następny wyraz otrzymamy mnożąc poprzedni przez $r = 1,212$ lub łatwiej — znajdując z tablic logarytmicznych antylogarytmy 0,08333, $2 \times 0,08333$, $3 \times 0,08333$ itd.).

10 12,15 14,68 17,78 21,54 26,10 31,63 38,31 46,42 56,23 68,13 82,54 100 itd.

Uwzględniając różne niedociągnięcia, a zwłaszcza sprawę zaokrąglania zakresów, tak otrzymane cyfry zostały zaokrąglone i ustalone ostatecznie według podanej tabeli. Obecnie już wartości te nie będą nikogo dziwiły i mamy nadzieję, że i u nas znajdą takie zastosowanie jak wszędzie za granicą, dotychczas zaś stosowany „system“ zupełnie arbitralnego podziału zostanie zarzucony.

Dla uzupełnienia wiadomości o oporach „Standard“ podamy jeszcze kilka użytecznych tabel.

$\Omega \rightarrow$		100	120	150	180	220	270	330	390	470	560	680	820
$\frac{1}{4} W$	mA	50	45	40	37	33	30	27	25	23	21	19	17
	V	5,0	5,5	6,1	6,7	7,4	8,2	9,1	9,9	10,9	11,8	13,0	14,3
$\frac{1}{2} W$	mA	70	64	57	52	47	43	39	35	32	30	27	24
	V	7,0	7,7	8,7	9,5	10,5	11,6	12,8	14,0	15,3	16,7	18,5	20,3
1 W	mA	100	91	81	74	67	61	55	50	46	42	38	35
	V	10,0	10,9	12,3	13,4	14,8	16,5	18,2	19,7	21,3	23,7	26,1	28,7
2 W	mA	141	129	115	105	95	86	78	71	65	60	54	49
	V	14,1	15,5	17,4	19,0	21,0	24,2	25,7	28,0	30,7	33,6	37,0	40,6

$\Omega \rightarrow$		1000	1200	1500	1800	2200	2700	3300	3900	4700	5600	6800	8200
$\frac{1}{4} W$	mA	15,8	14,4	12,9	11,7	10,6	9,6	8,7	8,0	7,3	6,6	6,0	5,5
	V	15	17	19	21	23	26	28	31	34	37	41	45
$\frac{1}{2} W$	mA	22,4	20,4	18,2	16,6	15,1	13,6	12,3	11,3	10,3	9,4	8,5	7,8
	V	22	24	27	30	33	37	40	44	48	53	58	64
1 W	mA	31,6	28,8	25,8	23,6	21,3	19,2	17,4	16,0	14,6	13,3	12,1	11,0
	V	31	34	38	42	47	52	57	62	68	74	82	90
2 W	mA	44,8	40,8	36,8	33,3	30,2	27,2	24,6	22,6	20,6	18,9	17,2	15,7
	V	45	49	55	60	66	73	81	88	97	106	117	129

$K\Omega \rightarrow$		10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82
$\frac{1}{4} W$	mA	5,0	4,5	4,0	3,7	3,3	3,0	2,7	2,5	2,3	2,1	1,9	1,7
	V	50	55	61	67	74	82	91	99	109	118	130	143
$\frac{1}{2} W$	mA	7,0	6,4	5,7	5,2	4,7	4,3	3,9	3,5	3,2	3,0	2,7	2,4
	V	70	77	87	95	105	116	128	140	153	167	185	203
1 W	mA	10,0	9,1	8,1	7,4	6,7	6,1	5,5	5,0	4,6	4,2	3,8	3,5
	V	100	109	123	134	148	165	182	197	213	237	261	287
2 W	mA	14,1	12,9	11,5	10,5	9,5	8,6	7,8	7,1	6,5	6,0	5,4	4,9
	V	141	155	174	190	210	242	257	280	307	336	370	406

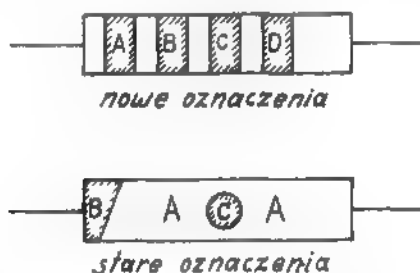
$K\Omega \rightarrow$		100	120	150	180	220	270	330	390	470	560	680	820
$\frac{1}{4} W$	mA	1,6	1,4	1,3	1,2	1,0	0,9	0,9	0,8	0,7	0,6	0,6	0,5
	V	150	170	190	210	230	260	280	310	340	370	410	450
$\frac{1}{2} W$	mA	2,2	2,0	1,8	1,6	1,5	1,3	1,2	1,1	1,0	0,9	0,8	0,8
	V	220	240	270	300	330	370	400	440	480	530	580	640
1 W	mA	3,1	2,8	2,5	2,3	2,1	1,9	1,7	1,6	1,4	1,3	1,2	1,1
	V	310	340	380	420	470	520	570	620	680	740	820	900
2 W	mA	4,4	4,0	3,6	3,3	3,0	2,7	2,4	2,2	2,0	1,8	1,7	1,5
	V	450	490	550	600	660	730	810	880	970	1060	1170	1290

$M\Omega \rightarrow$		1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
$\frac{1}{4} W$	μA	500	450	400	370	330	300	270	250	230	210	190	170
	V	500	550	610	670	740	820	910	990	1090	1180	1300	1430
$\frac{1}{2} W$	μA	700	640	570	520	470	430	390	350	320	300	270	240
	V	700	770	870	950	1050	1160	1280	1400	1530	1670	1850	2030
1 W	μA	1000	910	810	740	670	610	550	500	460	420	380	350
	V	1000	1090	1230	1340	1480	1650	1820	1970	2130	2370	2610	2870
2 W	μA	1410	1290	1150	1050	950	860	780	710	650	600	540	490
	V	1410	1550	1740	1900	2100	2420	2570	2800	3070	3360	3700	4060

Tabela obok dotyczy łączenia równoległego oporów standardowych. Trzeba bowiem stwierdzić, że dozwolona tolerancja $\pm 10\%$ lub $\pm 20\%$ nie jest na ogół wykorzystywana przez wytwórnie i nominalne wartości oporów są bliższe rzeczywistym, zmierzonym. Jeśli więc musimy dokładnie dobrać oporność inną, niż standardowe, możemy łączyć po dwa równolegle tak, aby razem tworzyły wartość zbliżoną do żądanej. Na przykład w odbiornikach Philipsa „Phillette” dla uzyskania oporu 120 Ω o obciążalności 1 wata potrzebnego dla uzyskania ujemnego napięcia siatki lampy UBL21 stosuje się dwa półwatowe opory standardowe 270 i 220 Ω . Z tabeli widzimy, że dają one razem oporność 121 Ω . Jako inny przykład znajdziemy opory potrzebne dla otrzymania oporności 170 Ω dla katody lampy AL4. Rzut oka na tabelę wskazuje, że cztery pary wartości dają przybliżenie w granicach 5 Ω , a mianowicie: 470 i 270 (171), 820 i 220 (173), 680 i 220 (166) oraz 330 i 330 (165). Tabele podają wartości oporów równoległych z tej samej dekady oraz z dwu sąsiednich.

Oznaczenia kolorami

Nasza notatka nie byłaby kompletna bez przypomnienia oznaczenia wartości oporów wyrazistymi kolorami, zamiast trudnoczytelnych cyfr.



W starym oznaczeniu kolor korpusu A (cały prawie opór) oznacza pierwszą cyfrę wartości, kolor końca B — drugą cyfrę, a kolor kropki lub paska w środku C — liczbę zer po pierwszych

Tabela dekady

Ω	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82	Ω
10	5.00	5.46	6.00	6.43	6.88	7.30	7.46	7.96	8.25	8.49	8.72	8.91	10
12	10.7	6.00	6.67	7.21	7.78	8.31	8.70	9.19	9.56	9.89	10.2	10.5	12
15	13.0	13.3	7.50	8.19	8.93	9.65	10.3	10.8	11.4	11.8	12.3	12.7	15
18	15.3	15.7	16.1	9.00	9.90	10.8	11.7	12.3	13.0	13.6	14.2	14.8	18
22	18.0	18.6	19.2	19.6	11.0	12.1	13.2	14.1	15.0	15.8	16.6	17.3	22
27	21.2	22.0	22.8	23.5	24.0	13.5	14.8	16.0	17.1	18.2	19.3	20.3	27
33	24.8	25.9	27.0	27.9	28.7	29.4	16.5	17.9	19.4	20.8	22.2	23.6	33
39	28.0	29.4	31.0	32.1	33.1	34.1	34.9	19.5	21.3	23.0	24.8	26.4	39
47	32.0	33.8	35.8	37.3	38.7	40.0	41.2	42.0	23.5	25.6	27.8	29.9	47
56	39.9	38.1	40.8	42.7	44.7	46.4	47.9	49.0	50.0	28.0	30.7	33.3	56
68	40.5	43.4	46.8	49.3	52.0	54.3	56.4	57.9	59.4	60.8	34.0	37.2	68
82	45.1	48.7	53.0	56.3	59.7	62.9	65.7	67.7	69.9	71.5	73.2	41.0	82
Ω	100	120	150	180	220	270	330	390	470	560	680	820	Ω

Przyległe dekady — wyższa

Opory „Standard” — łączenie równoległe

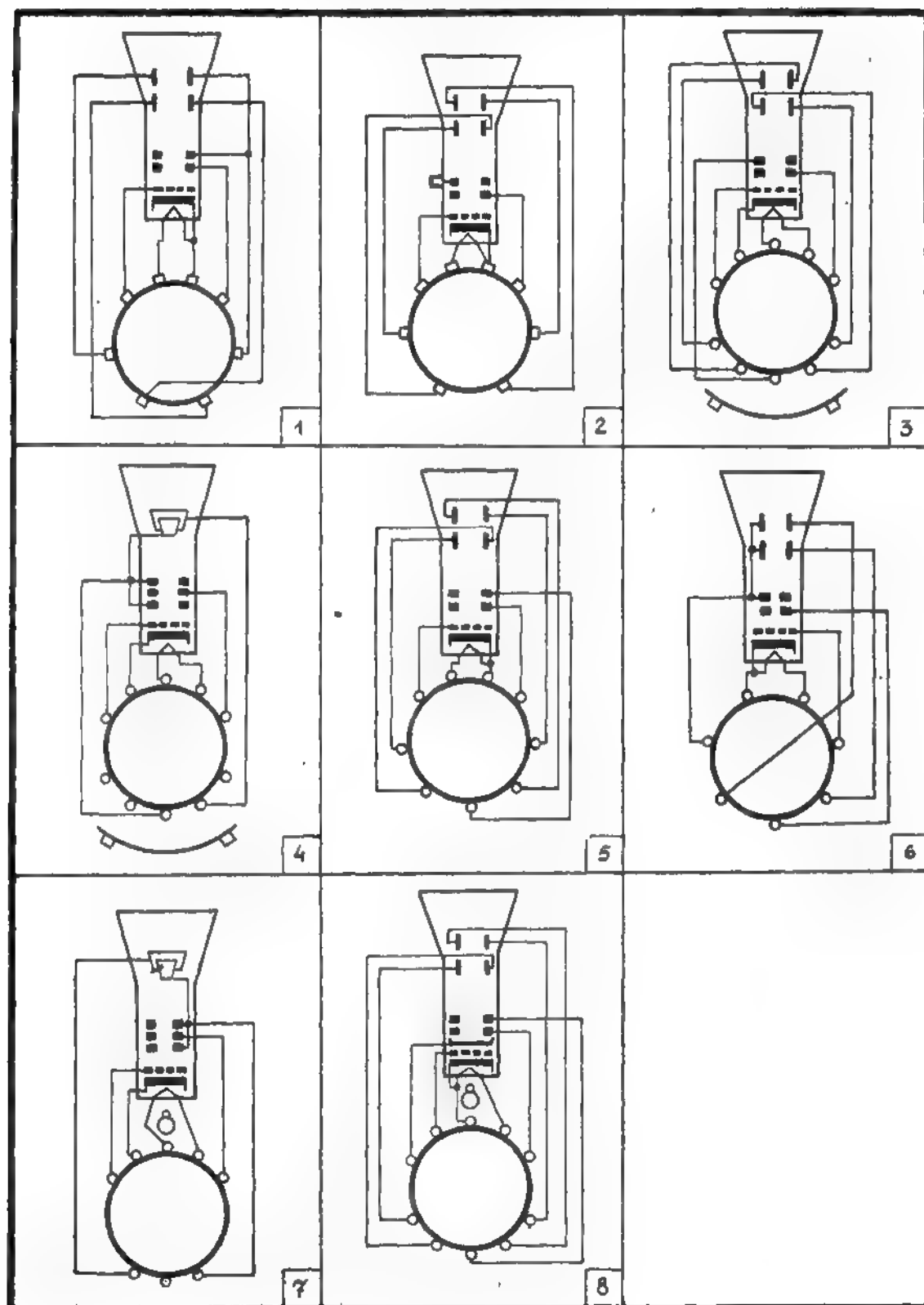
dwu cyfrach. W nowym oznaczeniu stosuje się paski w kolejności od lewego. Dodatkowy pasek D podaje jeszcze tolerancję wykonania. Jeśli go brak, to tolerancja wynosi $\pm 20\%$, gdy jest srebrny — tolerancja jest $\pm 10\%$, złoty wreszcie oznacza tolerancję $\pm 5\%$.

Kolory oznaczają:

Czarny	0
Brązowy	1
Czerwony	2
Pomarańczowy	3
Żółty	4
Zielony	5
Niebieski	6
Fioletowy	7
Szary	8
Biały	9

Przykłady: opór 270 Ω będzie nosił paski kolejno czerwony — fioletowy — brązowy, opór 68.000 Ω niebieski — szary — pomarańczowy, 2 M Ω czerwony — czarny — zielony.

Lampy oscylograficzne



Typ	Firma	Vf V	If A	-Vq1 V	Va1 V	Va2 V	Va3 V	St ¹⁾ mm/V	Sm ²⁾ mm/V	Kolor	Ø ekranu w cm	Cokół
DG3-1	Philips	6,3 —	0,65 —	— 35	60 150	250 500	— —	0,16 0,08	0,2 0,1	zielony —	3,6	1
DG3-2	"	6,3	0,65	25 35	150 200	500 800	— —	0,06 0,04	0,09 0,06	zielony —	3,3	1
DG7-1	"	4	1	20 30	140 220	500 800	— —	0,24 0,14	0,35 0,22	zielony —	7,5	2
DG7-2	"	4	1	30 —	220 140	800 220	— —	0,14 0,24	0,22 0,35	zielony —	7,5	1
DG9-1	"	4	1	45	600	1000	—	0,36	0,44	zielony	9,8	5
DG9-3	"	4	1	40 40	400 500	1000 1200	— —	0,3 —	0,4 —	zielony —	19,8	5
DG9-4	"	4	1	40	400	1000	—	0,31	0,4	zielony	9,8	5
906P1	RCA	2,5	2,1	34 57 94	170 285 475	600 1000 1500	— — —	0,55 0,33 0,22	0,58 0,35 0,23	zielony — —	7,6	6
LB1	Telefunken	12,6	0,27	50 —	300 225	2000 1000	— —	0,05 0,1	0,077 0,154	— —	7,6	3
LB2	"	12,6	0,27	30 —	325 275	2000 1000	— —	0,08 0,16	— —	— —	7,6	4
LB13/40	"	4	1	130	4000	1050	4000	—	0,14	—	13,5	7
E1/12/1	Loewe	4	0,7	—	450	1000	—	0,4	0,5	—	12	
07 S1	Telefunken	4	1	50	225	2000	—	0,05	0,077	zielony	7	3
P07 S1	"	4	1	40	275	2000	—	—	0,08	zielony	7	4
LB7/15	"	4	1	35	450	2000	—	0,05	0,07	zielony	7	8
LB8	"	12,6	0,28	50	200	2000	—	0,085	0,1	zielony	7	3

Uwaga: ¹⁾ St - czułość płytek pionowych (przy Va2 = 2000V)

²⁾ Sm - czułość płytek poziomych (przy Va2 = 1000V)

Odpowiedzi Redakcji

Kaczmarczyk Henryk, Kraków. — Na podstawie danych katalogowych można w sposób przybliżony określić prąd anodowy, odpowiadający napięciu anodowemu np. 20 woltów przy ustalonym napięciu siatki S_1 . Wykorzystuje się mianowicie do tego celu siatkową charakterystykę statyczną lampy, którą można wykreślić w dowolnym punkcie osi rzędnych (I_a) zakładając w tym punkcie katalogowe nachylenie „S” w ustalonej skali. Znając wartość wzmocnienia lampy wykreślimy równoległą dla pożądanego napięcia. Dając następnie odpowiednio napięcie siatki S_1 odczytamy prąd z wykresu. Dla zdania sobie sprawy z istoty tego w gruncie rzeczy łatwego sposobu postępowania radzimy przejrzeć artykuł p. t. „Charakterystyka lampy” w Nr. od 16 do 21 tyg. R. i Św. z r. ub.

Nowicki Walerian, W-wa 12. — W odbiorniku „Allegro” na prąd stały i zmienny należy zastosować następujące lampy: EK2, EBC3, EM1, CL4, CY1. Lampa RL2, 4P2 jest baterijną pentodą głośnikową.

Rohrbach Z. Poznań. — W amerykańskim superze z Nr. 1 mies. z 1948 r. najlepiej zastosować pierwszy z wymienionych przez p. kompletów lamp; różni się on od lamp serii „35” tylko rodzajem cokołu. Na drugie pytanie odp. twierdząca. Części, o które P. zapytuje, są do nabycia w Warsz. w sklepach ze sprzętem i częściami radiowymi.

Ochmański Edward, Koło. — Dla wykonania urządzenia wiatrakowego potrzebny byłby rysunek techniczny, pokazujący każdą z części oddzielnie czemu rzecz jasna nie możemy zadośćuczynić. Radzimy porozumieć się w tej sprawie z Centralą Związku Samopomocy Chłopskiej.

Barczyk Leopold, Śląsk. — Zakłócenia, pochodzące ze znajdującej się w pobliżu stacji krótkofalowej nie dadzą się w prosty sposób wyeliminować — sprawa instalacji jakichkolwiek urządzeń przeciwzakłóceńowych wymagałaby uzgodnienia z posiadaczem nadajnika. Celowość budowy nowoczesnego odbiornika walcowego wiąże się z możliwością nabycia anodówki małego rozmiaru — anodówek takich w tej chwili jeszcze nie produkujemy w kraju.

Włocławski Antoni, Gorlice. — Prąd żarzenia lampy RV12P2000 wynosił przy $U_z = 12,6V/75mA$. Opór $R_k = 900\Omega$. Siatki S_2 i S_3 lampy, pracującej jako kondensator, należy połączyć z anodą. Wartości oporów R i R_1 , oraz kond. C można przyjąć takie, jakie zostały podane w opisie. Pracę nowych lamp określa się przeciętnie na 2000 godzin. Jeden kupon uprawnia do otrzymania odpowiedzi na jedno pytanie.

Domagała A. Kostrzyn. — Transformator sieciowy do odbiornika dwulampowego na rdzeniu o przekroju np. 7 cm^2 powinien mieć po stronie pierwotnej dla 220 woltów napięcia sieci 1540 zw. z drutu 0,2 mm, po stronie wtórnej dla napięcia anodowego 2×300 woltów — 2×2100 zw. z drutu 0,1 mm. i dla 4-ro woltowego żarzenia po 21 zw., przy tym dla lampy prostowniczej z drutu 0,5 mm., dla lamp odbiorczych z drutu 0,8 mm.

Talarek Roman, Kraków. — Cewki radzimy wykonać wg. danych, jakie podaliśmy dla różnych rdzeni w Nr. 6 mies. z 47 r. Kondensator, włączony szeregowo z cewką siatkową ma pojemność ok. 10.000pF. Dla zredukowania napięcia anodowego z 220 na 120 woltów przy prądzie ok. 4mA (odpowiada to projektowanemu kompletowi lamp serii D) należy szeregowo włączyć opór ok. 25.000 Ω .

Zakowicz Paweł, Łódź. — Posiadane przez P. urządzenie jest prawdopodobnie połowym aparatem nadawczo-odbiorczym, o którym z samego tylko wyglądu przedniej i tylnej ściany nic bliższego powiedzieć nie możemy.

Kurczyński Bolesław, Sobienie Jeziory. — Budowa odbiornika dwuobwodowego nastęrczy większe jeszcze

trudności, niż te, które napotkał P. przy montażu jednoobwodówki. Radzimy nabyć do wykonanego już odbiornika gotowy zespół cewek jednoobwodowych lub też gotowe poszczególne cewki komórkowe, a rezultaty będą niewątpliwie zadowalające.

„Radio - Adorator” z L. — Zastosowane lampy odpowiadają oryginalnemu kompletowi lamp Loewego. Magiczne oko radzimy pozostawić bez zmiany, gdyż podwyższenie napięcia z 4 do 6,3 woltów wymaga odpowiedniej ilości zwojów na transformatorze. Odbiór stacji zagranicznych na zakresie średnionalo- wnym w dzień jest możliwy tylko w sprzyjających warunkach i dlatego rezultaty, jakie P. osiąga trzeba uważać za b. dobre.

Orłowski, Zakopane. — Lampę głośnikową 25L6G może Pan zastąpić lampą 25B6 względnie pentodą niskiej częstotliwości „43”. Na ogół w odbiorniku uniwersalnym lampą ta jest niezastąpiona ze względu na jednakową trudność nabycia także typów zastępczych. W odbiorniku na prąd zmienny najodpowiedniejszą lampą zastępczą byłaby lampą 6L6.

Alincewicz Kazimierz, Ostrołęka, ul. Piłsudskiego Nr. 30. — Prosi Pan o zamieszczenie notatki w sprawie nabycia przez Pana lampy 6BN8G — a zatem kto posiada taką lampę i mógłby ją sprzedać proszony jest o skomunikowanie się z wyżej wymienionym.

„Ryszard”, Warszawa. — W przyrządzie, o który Pan zapytuje, można użyć lampy typu „RV” tanie i wygodne do wmontowania. Przyrządem tym bada się, w którym punkcie odbiornika brak jest sygnałów z anteny (lub z generatora). Miejsce, gdzie sygnał jest, wskaże woltomierz oraz da się on słyszeć w głośnikach.

Kolasiński Janusz, Bielsk Podl. — W dwójce baterijnej na miejscu lamp RV2,4P700 można użyć lampy KF3 (KC1) i KL4 (KL1) względnie typy amerykańskie: 1E5 (1D5) i 1F5 (1G5, 1I5).

Korzec Jan, Sosnowiec. — W celu sprawdzenia, czy potencjometr jest przyczyną słabego odbioru, radzimy zewrzeć jego środek z nieziemionym końcem — odbiór powinien być wówczas najsilniejszy; w przeciwnym wypadku obok zbadania lamp należy przede wszystkim sprawdzić warunki pracy lampy głośnikowej.

Zając Tadeusz, Rzeszów. — Przy użyciu pentody jako triody zwiiera się siatki S_2 i S_3 z anodą. W obwodzie siatki ekranującej wystarczy zastosować opory na obciążenie ok. 2 watów.

Śmierciak Stanisław, Nowy Sącz. — Dane lampy oscylograficznej Loewego KSH18/1 są następujące: $U_z = 4v$; $I_z = 0,5A$; $U_{s1} = 15v$; $U_a = 1500v$; $U_{a1} = 1000v$; $\varnothing 18cm$; układ cokołu radzimy wziąć z Vade-Mecum schematów lamp oscylograficznych. Na pyt. 2 odpowiedź negatywna. Posiadany prostownik nadaje się do zasilania w/w lampy. Podstawę cza- su może P. wykonać tak, jak zostało to podane w opisie oscylografu z Nr 1—2 i 3 mies. z r. 47.

Rozumski Ludwik, Słupsk. — Opory w dwuobwodówce w Nr 11/12 — 1947 r. nieoznaczone na schemacie mają wartości: w ekranie drugiej lampy 0,5M Ω w anodzie 0,1M Ω .

Nomogram Nr 18.

Spadek wzmocnienia na wyższych częstotliwościach akustycznych.

Przy oporowym sprzężeniu lamp powstaje przy wyższych częstotliwościach akustycznych spadek wzmocnienia na skutek działania szkodliwych pojemności jakie bocznikują anodę lampy. Na pojemność tę składa się:

1. pojemność anoda - katoda lampy — rzędu 5pF,
2. pojemność do masy podstawki, przewodów, kondensatora sprzęgającego z następnym stopniem — rzędu 5—20 pF,
3. pojemność wejściowa następnej lampy C_s wg. wzoru:

$$C_s = C_{SK} + C_{SA} (1 + G)$$

gdzie

C_{SK} — pojemność siatka - katoda,

C_{SA} — pojemność siatka - anoda następnej lampy, a G jej wzmocnienie.

Rząd wielkości C_s będzie dla triod

$$C_s = 4 + 3 (1 + 25) = 80 \text{ pF}$$

zaś dla pentod ekranowanych

$$C_s = 4 + 0,005 (1 + 200) = 5 \text{ pF.}$$

Zależnie więc od stosowanych lamp i sposobu wykonania pojemność bocznikująca anodę lampy wzmacniającej będzie rzędu 15 do 100 pF.

Jeśli wzmocnienie lampy na średnich częstotliwościach, gdzie pojemność bocznikująca nie gra roli, (np. 1000 c/s) będzie G , to dla wyższych częstotliwości wzór ma postać

$$G_{wcz} = \frac{G}{\sqrt{1 + (2\pi f C r)^2}}$$

gdzie f — częstotliwość wzmacniana,

C — pojemność bocznikująca całkowita,

r — oporność powstała z załączenia równoległego:

oporności wewnętrznej lampy ρ , oporności anodowej R_a i oporności upływowej siatki następnej lampy R_s .

$$r = \frac{\rho \cdot R_a \cdot R_s}{\rho \cdot R_a + \rho \cdot R_s + R_a \cdot R_s}$$

Nomogram przedstawia zależności $\frac{G_{wcz}}{G}$

w zależności od f , C i r . Mając r i C łączymy odpowiednie punkty a punkt przecięcia ze środkową skalą łączymy następnie z f . Na przedłużeniu otrzymamy wynikający spadek wzmocnienia w liczbie ułamkowej lub decybelach.

Przykłady.

1. Wzmacniacz z lampą 6J7 z oporem anodowym 200 K Ω , znaleźć spadek wzmocnienia na 10000 c/s przyjmując $C = 30 \text{ pF}$.

Obliczymy r , jeśli oporność wewnętrzna lampy 6J7 = 1 M Ω , a opór upływowy siatki $R_s = 0,5 \text{ M}\Omega$.

$$r = \frac{1 \cdot 0,2 \cdot 0,5}{1 \cdot 0,2 + 1 \cdot 0,5 + 0,2 \cdot 0,5} = 125 \text{ K}\Omega$$

Łączymy 125 K Ω z 30 pF, a punkt przecięcia na środkowej skali łączymy z 10000 c/s: spadek wzmocnienia wyniesie 0,973.

2. Jaką pojemność należy dołączyć w celach zmiany barwy głosu, aby wzmocnienie spadło o 10 DB?

Łączymy punkt dla 10 DB z 10000 c/s, a miejsce przecięcia ze skalą środkową z 125 K Ω — odpowiedź jest 290 pF.

ADMINISTRACJA MIES. „RADIO” KOMUNIKUJE.

Od początku od Nr 1/2 miesięcznika „Radio” z 1948 r. cena pojedynczego egzemplarza wynosi zł. 100.—, prenumerata półroczna pozostaje bez zmiany i wynosi zł 360.—

Prenumeratę półroczną mies. „Radio” należy wpłacać na konto w PKO nr I-330, Administracja „Radio i Świat”, Warszawa, Noakowskiego 20.

Redaguje Komitet

Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

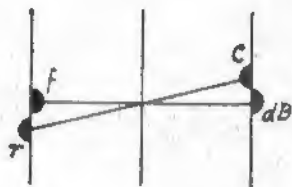
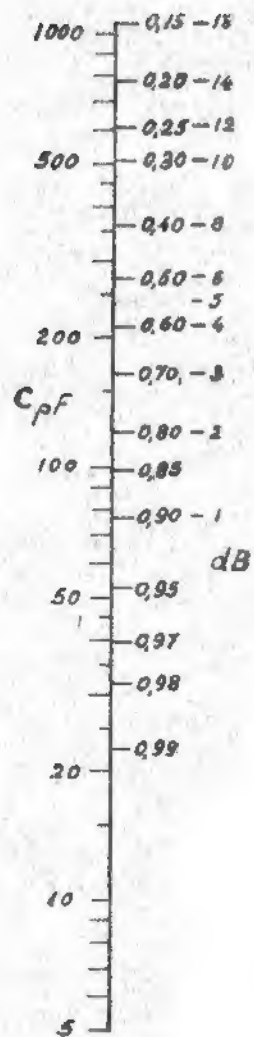
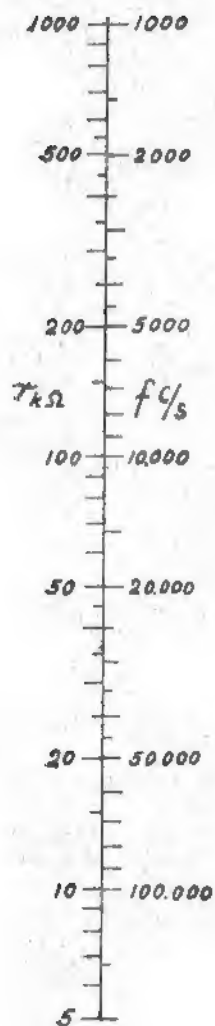
Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat”. Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio”. Cena pojedynczego egzemplarza zł. 100.—.

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., ½ kol. — 5.000 zł., ¼ kol. — 3.000 zł., ⅛ kol. — 2.000 zł., w tekście 1 kol. — 4.000 zł., ½ kol. — 3.000 zł., ¼ kol. — 2.000 zł., ⅛ kol. — 1.000 zł.

Druk. NKW Stron. Lud. W-wa

zł. 50 za 1 mm szer. 1 spacji.

B-57422



Nomogram Nr 18.

